KWARTALNIK TELEKOMUNIKACYJNY

1947
Nr 3-4

3

ROK 10 (4) LIPIEC — GRUDZIEŃ 1947 Nr 3—4

KWARTALNIK TELEKOMUNIKACYJNY

CZASOPISMO

WYDAWANE PRZEZ SEKCJĘ TELEKOMUNIKACYJNĄ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
przy poparciu
MINISTERSTWA POCZT i TELEGRAFÓW oraz MINISTERSTWA KOMUNIKACJI

KOMITET REDAKCYJNY:
Przewodniczący: dr inż. W. NOWICKI — Sekretarz: inż. S. DAREСKI — Członkowie: inż. K. BORKOWSKI
Inż. P. JAROS, inż. A. PALCZEWSKI, inż. W. RABĘCKI, dr inż. A. SMOLIŃSKI

TREŚĆ Nr 3-4

PROF. DR INŻ. JANUSZ GROSZKOWSKI
Państwowy Instytut Telekomunikacyjny

Częstotliwość układów relaksacyjnych

STRESZCZENIE

Układy relaksacyjne, składające się z C i R (wzgl. L i R), rozpatrywane są jako układy oscylacyjne, w których L (wzgl. C) staje się prawie równe zeru, zaś praca odbywa się daleko poza granicą regeneracji.

Ponieważ zachodzące w tych warunkach przebiegi ulegają znacznym odkształceniom niesinusoidalnym, częstotliwość drgań relaksacyjnych nie może być określana przy pomocy zwykłych wzorów, słusznych dla generatorów sinusoidalnych lub prawie-sinusoidalnych. Rozważając jednak układy relaksacyjne na podstawie teorii zawartości harmonicznych (opracowanej przed laty przez autora dla badania nieliniowych układów oscylacyjnych), otrzymujemy wzory, które pozwalają na określenie częstotliwości drgań relaksacyjnych; oczywiście, zawartość harmonicznych odgrywa w tych rozważaniach rolę decydującą.

W pracy podano również potwierdzenie doświadczalne rozważań teoretycznych.

The Frequency of Relaxation Systems

SUMMARY

The relaxation systems consisting of C and R (or L and R) are considered as the oscillation systems in which L (or C) becomes as well as zero, and the operation takes place far beyond the regeneration threshold.

Since in these conditions the occuring processes suffer a considerable non-sinusoidal distortion, the frequency of the relaxation oscillation cannot be computet by means of the ordinary formulae suitable for the sinusoidal or nearly-sinusoidal oscillators. Treating, however, the relaxation systems on the basis of the theory of harmonic content (developed by the author some years ago for the investigation of non-lineary oscillating systems) we receive the formulae which permit to calculate the frequency of the relaxation oscillations; of course, the content of harmonics plays a decisive part in these considerations.

An experimental confirmation of the theory is also given in the paper.

1. UKŁADY I PRZEBIEGI RELAKSACYJNE

W miarę tego jak zanika pojemność (ew. indukcyjność) w obwodzie rezonansowym generatora oscylacyjnego drgań nietłumionych, a stan pracy jego układu pobudzającego nieliniowego oddala się od granicy powstawania drgań, generator oscylacyjny przechodzi w tzw. generator relaksacyjny, zaś przebiegi w nim zachodzące — w przebiegi tzw. relaksacyjne.

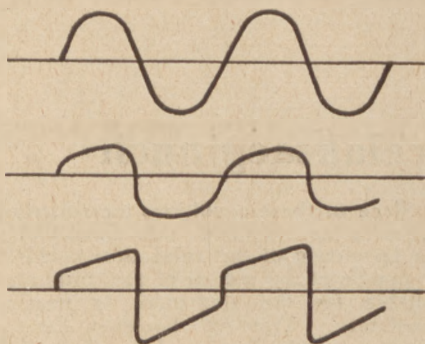
Krzywa przebiegów relaksacyjnych znacznie odbiega od sinusoidy, przybierając kształt zygzaka prostokątnego, trójkątowego lub tp., zależnie od kształtu charakterystyki układu pobu-

dzającego oraz warunków pracy generatora: obfituje ona — ogólnie biorąc — w harmoniczne, częstokroć bardzo wysokich rzędów, tak iż amplituda podstawowej na ich tle może odgrywać nawet drugorzędną rolę.

W generatorze relaksacyjnym mamy jeden tylko „oficjalny" element, zdolny do magazynowania energii, a mianowicie: albo pojemność albo indukcyjność. Nie mogą więc tu zachodzić oscylacje tej energii, tak jak w pełnym obwodzie rezonansowym, między pojemnością a indukcyjnością; może się ona gromadzić tylko w pojemności (ew. w indukcyjności) w ciągu jednej części okresu, aby się całkowicie zużyć, wyładowując się przez opór rzeczywisty, w ciągu innej części tego okresu. Układ pobudzający musi — ze swej strony — za każdym okresem zasilić obwód relaksacyjny całkowitą ilością potrzebnej na cały okres energii.

2. PRZEJŚCIE OD OSCYLACYJ DO RELAKSACYJ

Przejście od przebiegów oscylacyjnych do przebiegów relaksacyjnych odbywa się w zasadzie w sposób ciągły i właściwie nie ma zasadniczej różnicy między tymi dwoma rodzajami drgań, jak to np. wynika z wykresów na rys. 1, które przedstawiają przebieg napięcia



Rys. 1. Przejście od przebiegów oscylacyjnych sinusoidalnych do przebiegów relaksacyjnych.

na zaciskach indukcyjności równoległego obwodu rezonansowego, pobudzanego dynatronem, dla coraz to mniejszej pojemności C obwodu, i pracującego coraz to dalej od granicy powstawania drgań. Z chwilą, gdy układ taki znajdzie się dostatecznie już daleko poza stanem granicznym, a punkty przecięcia prostej oporności dynamicznej obwodu z charakterystyką układu pobudzającego wypadną daleko poza odcinkiem prostolinijnym, a więc poza zakrzywieniami charakterystyki, wówczas drgania generatora można uważać za pewnego rodzaju mniej lub więcej nagłe przeskoki układu z jednego stanu równowagi do innego.

Znajomość tych dwóch stanów równowagi umożliwia częstokroć określenie amplitudy drgań niektórych generatorów relaksacyjnych, jak to ma miejsce np. w przypadku generatora z lampą jarzeniową.

Co się tyczy częstotliwości podstawowej tych drgań — bywa ona określona zazwyczaj na podstawie czasu ładowania i wyładowania kondensatora (ew. cewki) energią elektryczną (ew. magnetyczną) w danych warunkach.

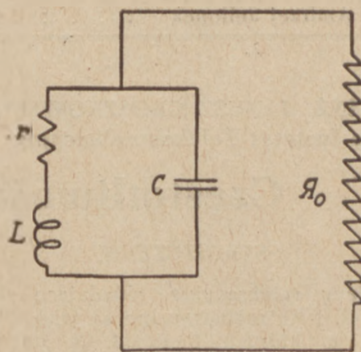
Częstotliwość ta może być również określona przy pomocy metod stosowanych do rozwiązywania zagadnień generatorów oscylacyjnych.

3. ROZWAŻANIE PRZYBLIŻONE NA PODSTAWIE WZORÓW TEORII LINIOWEJ

Stosując wzory teorii liniowej generatorów oscylacyjnych, można ustalić orientacyjne wyrażenia na częstotliwość dla generatorów releksacyjnych.

W zależności od tego, jaki element oporu urojonego głównie występuje w obwodzie relaksacyjnym, rozróżniamy dwa zasadnicze typy obwodów relaksacyjnych; obwody z indukcyjnością i oporem oraz obwody z pojemnością i oporem.

3.1. Obwód z indukcyjnością i oporem. W układzie z obwodem rezonansowym rów-



Rys. 2. Obwód oscylacyjny równoległy z indukcyjnością, pojemnością i oporem, pobudzany oporem ujemnym.

noległym, pobudzanym oporem ujemnym (rys. 2), warunek graniczny jest — jak wiadomo — dany przez wyrażenie

$$\left|R_0\right| = \frac{L}{rC} \qquad (1)$$

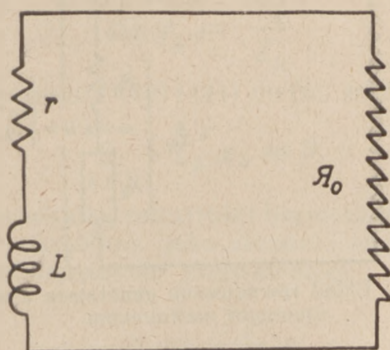
W celu jaknajdalszego odejścia od granicy powstawania drgań należy uczynić

$$\frac{L}{rC} \gg \left|R_0\right|, \qquad (2)$$

co można uzyskać np. przez zmniejszenie pojemności C aż do zera.

W ten sposób dochodzimy do układu relaksa-

cyjnego jak na rys. 3, złożonego z indukcyjności L i oporu r.



Rys. 3. Układ relaksacyjny z indukcyjnością i oporem.

Częstotliwość takiego układu znajdujemy ze znanego wzoru dla obwodu rezonansowego równoległego (p. Dod. 3.1)

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2} \qquad (3)$$

przez podstawienie tam — zamiast C — wartości określonej z (1)

$$C = \frac{L}{r|Я_0|} \qquad (4)$$

jako

$$\omega^2 = \frac{r^2}{L^2}\left[\frac{|Я_0|}{r} - 1\right] \qquad (5)$$

Częstotliwość jest więc tu określona — w stanie granicznym — przez indukcyjność i oporność układu. Gdy układ pracuje daleko poza granicą (co się osiąga np. przez zmniejszenie r), a więc gdy jest typowym generatorem relaksacyjnym o silnie zniekształconej krzywej, częstotliwość podstawowa dana jest przez równanie kształtu

$$\omega = \sigma \cdot \frac{r}{L} \qquad (6)$$

gdzie σ jest współczynnikiem, zależnym od warunków pracy układu, uwzględniającym rolę harmonicznych.

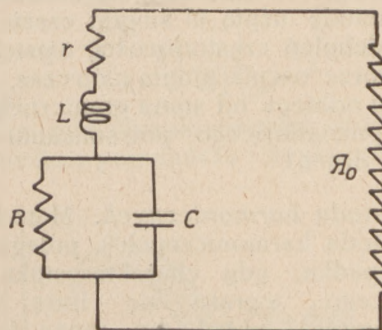
3.2. *Obwód z pojemnością i oporem.* W układzie z obwodem rezonansowym szeregowym, pobudzanym oporem ujemnym (rys. 4), dla którego warunek graniczny jest

$$|Я_0| = r + \frac{L}{RC} \cong \frac{L}{RC} \qquad (1)$$

w celu odejścia od granicy powstawania drgań należy uczynić

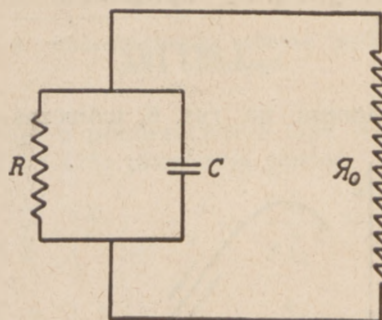
$$\frac{L}{RC} \ll |Я_0| \qquad (2)$$

Można to uzyskać przez zmniejszenie indukcyjności L (a z tym oporu r) aż do zera.



Rys. 4. Obwód oscylacyjny szeregowy z indukcyjnością, pojemnością i oporem, pobudzany oporem ujemnym.

W ten sposób dochodzimy do układu relaksacyjnego, przedstawionego na rys. 5.



Rys. 5. Układ relaksacyjny z pojemnością i oporem.

Częstotliwość w stanie granicznym otrzymujemy ze znanego wzoru dla obwodu oscylacyjnego*)

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2C^2} \qquad (3)$$

podstawiając tu, określone z (1),

$$L = CR|Я_0| \qquad (4)$$

jako

$$\omega^2 = \frac{1}{R^2C^2}\left[\frac{R}{|Я_0|} - 1\right] \qquad (5)$$

Jak wynika z (5), częstotliwość ta jest określona w zasadzie przez pojemność i oporność układu.

Dla przebiegów relaksacyjnych, zachodzących daleko poza stanem granicznym, częstotliwość będzie dana przez

$$\omega = \sigma \cdot \frac{1}{RC}, \qquad (6)$$

gdzie σ jest współczynnikiem, zależnym od

*) wyprowadzonego w sposób analogiczny jak w Dodatku 3.1.1.

warunków pracy układu, uwzględniającym rolę harmonicznych.

4. ROZWAŻANIA ŚCISŁE NA PODSTAWIE WZORÓW TEORII NIELINIOWEJ

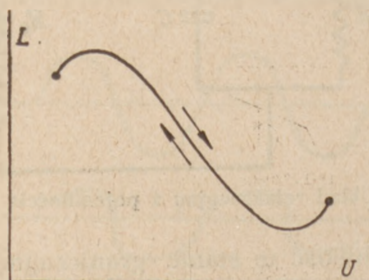
Dla ścisłego rozwiązania zagadnienia zastosujemy metodę użytą w swoim czasie do znalezienia odchyleń częstotliwości, występujących w generatorze oscylacyjnym wówczas, gdy stan jego pracy odbiega od stanu granicznego (tj. od stanu, odpowiadającego powstawaniu lub zrywaniu się drgeń).

4.1. Metoda harmonicznych. Metoda ta, nazwana metodą harmonicznych*), polega na tym, iż w przypadku, gdy charakterystyka układu pobudzającego wyraża się linią pojedynczą**), wówczas układ ten może dostarczać jedynie mocy rzeczywistej, a przeto moc urojona musi się równoważyć w obrębie odwodu, który jest pobudzany do drgań.

Istotnie, jeśli charakterystyka układu pobudzającego wyraża się równaniem

$$i = F(u) \qquad (1)$$

przedstawionym na rys. 6, wówczas dla zam-



Rys. 6. Charakterystyka robocza („cienka") oporu ujemnego.

kniętego cyklu zmian musi obowiązywać zależność

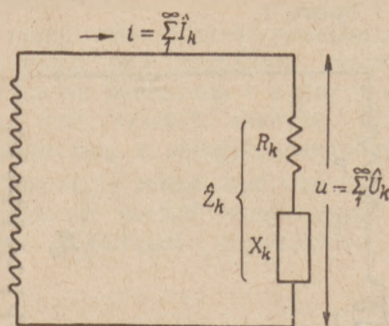
$$\oint i\,du = 0, \qquad (2)$$

bowiem powierzchnia opisana przez punkt pracy, po wykonaniu całego obiegu, jest równa zeru. Jeśli napięcie i prąd układu pobudzającego równocześnie występują na oporze pobudzanego układu oscylacyjnego (rys. 7), wówczas ten sam warunek można napisać dla prądu i napięcia w tym ostatnim układzie.

*) J. Groszkowski, The interdependce of frequency variation and harmonic content and the problem of constant frequency oscillation. Proc. Inst. Rad. Eng. 1933. v. 21. str. 958 – 981. Patrz również: J. Groszkowski, Podstawy elektryczne stabilizacji częstotliwości, Warszawa, 1938 (Akad. Nauk Techn.). J. Groszkowski, Generacja i stabilizacja częstotliwości (Warszawa 1947, PIT), str. 164 i nast.

**) tzn. że prąd jest jednoznaczną funkcją napięcia.

Ogólne wyrażenie na prąd i napięcie na



Rys. 7. Układ równoważny generatora z oporem ujemnym nieliniowym.

na każdym obwodzie elektrycznym*) może być napisane w stanie ustalonym jako

$$i = \sum_{k=1}^{k=\infty} \bar{I}_k \sin(k\omega t + \alpha_k) \qquad (3)$$

$$u = \sum_{k=1}^{k=\infty} \bar{U}_k \sin(k\omega t + \beta_k) \qquad (4)$$

Tutaj I_k i U_k są odpowiednio amplitudami prądu i napięcia na obwodzie, ω – częstotliwością podstawową, k – rzędem harmonicznej, α_k i β_k – fazami poszczególnych harmonicznych.

Znajdując z (4) różniczkę i podstawiając wraz z (3) do (2), otrzymamy za okres 2π:

$$\int_0^{2\pi} \left[\sum_1^\infty \bar{I}_k \sin(k\omega t + \alpha_k)\right] \cdot \left[\sum_1^\infty k\,\bar{U}_k \cos(k\omega t + \beta_k)\right] d(\omega t) = 0 \qquad (5)$$

Po rozwinięciu i scałkowaniu wyrażenie (5) daje

$$\sum_1^\infty \pi k \bar{I}_k \bar{U}_k \sin(\alpha_k - \beta_k) = 0 \qquad (6)$$

Oznaczając przesunięcie fazy między napięciem a prądem danej harmonicznej k przez

$$\varphi_k = (\alpha_k - \beta_k) \qquad (7)$$

równanie (6) napiszemy

$$\sum_{k=1}^{k=\infty} k\,\bar{I}_k \bar{U}_k \sin\varphi_k = 0 \qquad (8)$$

Związek między U_k i I_k może być określony na podstawie oporności obwodu elektrycznego Z_k, a mianowicie

$$\bar{U}_k = \bar{I}_k Z_k \qquad (9)$$

gdzie

$$Z_k = \sqrt{R_k^2 + X_k^2} \qquad (10)$$

jest modułem oporności pozornej obwodu,

*) Pomijamy – dla prostoty – ew. składowe stałe.

a R_k i X_k jej składowymi: rzeczywistą i urojoną dla harmonicznej rzędu k.

Oczywiście

$$\sin \varphi_k = \frac{x_k}{Z_k} \tag{11}$$

Po podstawieniu (10) i (11) do (8), otrzymujemy

$$\sum_{k=1}^{k=\infty} k\, \bar{I}_k^2\, x_k = 0 \tag{12}$$

Wprowadzając zawartości harmonicznych prądowych, określone jako stosunki amplitud danej harmonicznej do podstawowej

$$n_k = \frac{\bar{I}_k}{\bar{I}_1}, \tag{13}$$

warunek (12) przedstawimy jako

$$\sum_1^\infty k\, x_k\, n_k^2 = 0 \tag{14}$$

Podobnie, wprowadzając zawartości harmonicznych napięciowych

$$m_k = \frac{\bar{U}_k}{\bar{U}_1} \tag{15}$$

warunek (8) napiszemy jako

$$\sum_1^\infty k\, \frac{x_k}{Z_k}\, m_k^2 = 0 \tag{16}$$

Stosując rachunek symboliczny, możemy równanie (8) napisać w postaci

$$\sum_1^\infty k \left| \hat{I}_k \breve{U}_k \right|_{ur} = 0 \tag{17}$$

bowiem wyrażenie $I_k U_k \sin \varphi_k$ jest miarą tzw. mocy urojonej P_k, która sybolicznia wyrażona jest częścią urojoną iloczynu sprzężonych symboli prądu i napięcia:

$$P_k = \frac{1}{2}\, \bar{I}_k \bar{U}_k \sin \varphi_k = \frac{1}{2} \left| \hat{I}_k \breve{U}_k \right|_{ur} \tag{18}$$

Ponieważ, zgodnie z (9), mamy

$$\hat{U}_k = \hat{I}_k \hat{Z}_k \tag{19}$$

przeto (14) i (16) mogą być przedstawione również jako

$$\sum_1^\infty k \left| \hat{Z}_k \right|_{ur} n_k^2 = 0, \tag{20}$$

ewentualnie

$$\sum_1^\infty k \left| \frac{1}{\hat{Z}_k} \right|_{ur} m_k^2 = 0 \tag{21}$$

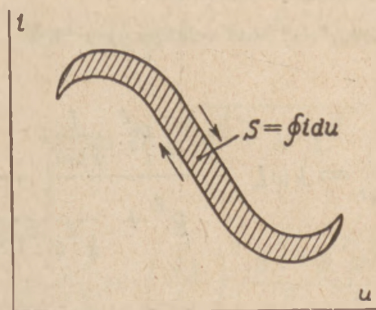
Ponieważ oporność $\hat{Z}_k$, wchodząca do wzorów (20) i (21), jest funkcją częstotliwości, przeto rozwiązując je względem ω, otrzymamy wyrażenia, określające związek między stałymi obwodu a zawartością harmonicznych.

Równania (20) i (21) mogą być przekształcone przez wydzielenie podstawowej:

$$\left| \hat{Z}_1 \right|_{ur} + \sum_{k=2}^{k=\infty} k \left| \hat{Z}_k \right|_{ur} n_k^2 = 0 \tag{22}$$

$$\left| \frac{1}{\hat{Z}_1} \right|_{ur} + \sum_{k=2}^{k=\infty} k \left| \frac{1}{\hat{Z}_k} \right|_{ur} m_k^2 = 0 \tag{23}$$

W razie, gdy charakterystyka oporu ujemnego nie jest linią pojedyńczą i punkt pracy opisuje



Rys. 8. Charakterystyka robocza "pętlowa" oporu ujemnego.

pewne pole o powierzchni S (rys. 8), wówczas wzory (22) i (28) przyjmują postać

$$\left| \hat{Z}_1 \right|_{ur} + \sum_2^\infty k \left| \hat{Z}_k \right|_{ur} n_k^2 = \frac{S}{\pi \bar{I}_1^2} = A_n \tag{24}$$

$$\left| \frac{1}{\hat{Z}_1} \right|_{ur} + \sum_2^\infty k \left| \frac{1}{\hat{Z}_k} \right|_{ur} m_k^2 = \frac{S}{\pi \bar{U}_1^2} = A_m \tag{25}$$

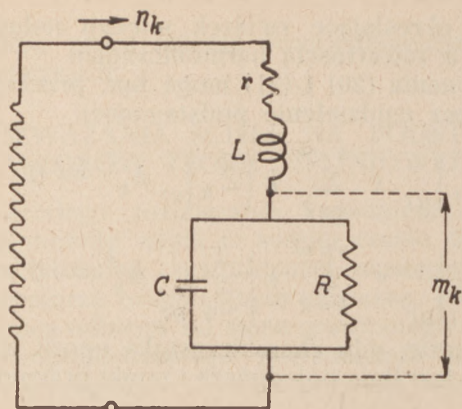
Wyrażenie A_n ma wymiar oporności, zaś A_m — przewodności. Co się tyczy pola powierzchni S, może być ono dodatnie lub ujemne, przy czym, może się ono składać z obszarów dodatnich i ujemnych (np. krzywa ósemkowa lub tp.).

Przenosząc wyraz A na lewą stronę równania i włączając go w wyraz z opornością $\hat{Z}$, sprowadzamy równanie (24) wzgl. (25) do równania (22) wzgl. (23) z tym, że przyjmujemy przez to odpowiednią zmianę stałych obwodu dla częstotliwości podstawowej.

5. UKŁAD RELAKSACYJNY „R C"

Zastosujemy wzór (4.20) do układu przedstawionego na rys. 9. Pomijając od razu r jako małe oraz zakładając, że R nie zależy od częstotliwości, napiszemy

$$\hat{Z}_k = jk\omega L - \frac{jR\, \frac{1}{k\omega C}}{R - j\, \frac{1}{k\omega C}}, \tag{1}$$



Rys. 9. Układ relaksacyjny „R C".

skąd

$$\left|\hat{Z}_k\right|_{ur} = k\omega L - \frac{R^2 \frac{1}{k\omega C}}{R^2 + \frac{1}{k^2\omega^2 C^2}}, \quad (2)$$

oraz

$$\left|\hat{Z}_1\right|_{ur} = \omega L - \frac{R^2 \frac{1}{\omega C}}{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \cdot \quad (3)$$

Podstawiając (2) i (3) do (4.22) otrzymujemy

$$\omega L - \frac{\omega C R^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2} =$$

$$= -\sum_{k=2}^{k=\infty} k^2 \left(\omega L - \frac{\omega C R^2}{1 + k^2\omega^2 C^2 R^2}\right) n_k^2$$

albo

$$1 - \frac{CR^2/L}{1 + \omega^2 C^2 R^2} =$$

$$= -\sum_{k=2}^{k=\infty} k^2 \left(1 - \frac{CR^2/L}{1 + k^2\omega^2 C^2 R^2}\right) n_k^2 . (4)$$

Wprowadźmy zamiast harmonicznych prądowych w oporności ujemnej harmoniczne napięciowe na kondensatorze C. Wzór przejścia od harmonicznych pradowych n_k do harmonicznych napięciowych m_k na kondensatorze C otrzymamy z zależności

$$\hat{I}_k \frac{1}{\frac{1}{R} + jk\omega C} = U_k , \quad (5)$$

oraz

$$\hat{I}_1 \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C} = \hat{U}_1 \quad (6)$$

Dzieląc (5) przez (6), znajdujemy

$$\hat{n}_k \frac{\frac{1}{R} + j\omega C}{\frac{1}{R} + jk\omega C} = \hat{m}_k \quad (7)$$

a więc

$$n_k^2 = \frac{1 + k^2 R^2 \omega^2 C^2}{1 + R^2 \omega^2 C^2} m_k^2 . \quad (8)$$

Podstawiając (8) do (4), otrzymamy

$$1 + \omega^2 C^2 R^2 - \frac{CR^2}{L} =$$

$$= -\sum_{k=2}^{k=\infty} k^2 \left(1 + k^2\omega^2 C^2 R^2 - \frac{CR^2}{L}\right) m_k^2 . (9)$$

Stąd znajdujemy wyrażenie na częstotliwość

$$\omega^2 = \frac{1}{R^2 C^2}\left(\frac{CR^2}{L} - 1\right) \frac{1 + \sum_{k=2}^{k=\infty} k^2 m_k^2}{1 + \sum_{k=2}^{k=\infty} k^4 m_k^2} \cdot (10)$$

Ostatnie wyrażenie może być przepisane w postaci

$$\omega^2 = \frac{1}{R^2 C^2}\left(\frac{CR^2}{L} - 1\right) \frac{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^2 m_k^2}{\sum_{1}^{\infty} k^4 m_k^2} \quad (11)$$

gdyż dla $k = 1$ jest $k^2 m_k^2 = 1$ oraz $k^4 m_k^2 = 1$.

Poza tym, w przypadku gdy $\frac{CR^2}{L} \gg 1$, można (11) napisać jako

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \frac{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^2 m_k^2}{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^4 m_k^2} \quad (12)$$

albo

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sigma_m \quad (13)$$

gdzie

$$\sigma_m = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^2 m_k^2}{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^4 m_k^2}} \quad (14)$$

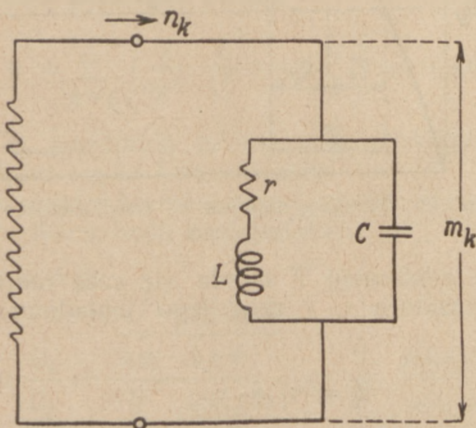
W ten sposób częstotliwość układu relaksacyjnego może być wyrażona wzorem podobnym jak częstotliwość układu oscylacyjnego.

Wartość oporności R nie wchodzi do wzoru (12); wpływ tej oporności jest ukryty w wyrazach, zawierających zawartość harmonicznych.

Natomiast istotną rolę we wzorze tym odgrywa indukcyjność L, występująca w szereg z pojemnością C. Składa się na nią indukcyjność doprowadzeń, jak również—np. w przypadku układu pobudzającego, opartego na przebiegach jonowych — indukcyjność wewnętrzna lampy, wywołana bezwładnością procesów jonowych*).

6. UKŁAD RELAKSACYJNY „R L"

Zastosujemy teraz wzór (4.20) do układu



Rys. 10. Układ relaksacyjny „R L".

jak na rys. 10, dla którego mamy

$$\frac{1}{\hat{Z}_k} = \frac{1}{R + jk\omega L} + jk\omega C \quad (1)$$

stąd

$$\left|\frac{1}{\hat{Z}_k}\right|_{ur} = k\omega C - \frac{k\omega L}{R^2 + k^2\omega^2 L^2}, \quad (2)$$

oraz

$$\left|\frac{1}{\hat{Z}_1}\right|_{ur} = \omega C - \frac{\omega l}{R^2 + \omega^2 L^2}. \quad (3)$$

Podstawiając (2) i (3) do (4.23), otrzymujemy

$$\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} =$$

$$= -\sum_2^\infty k^2 \left(\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + k^2\omega^2 L^2}\right) m_k^2, \quad (4)$$

albo

$$1 - \frac{L/C}{R^2 + \omega^2 L^2} = -\sum_2^\infty k^2 \left(1 - \frac{L/C}{R^2 + k^2\omega^2 L^2}\right) m_k^2,$$

lub

$$\frac{R^2 + \omega^2 L^2 - \frac{L}{C}}{R^2 + \omega^2 L^2} =$$

$$= -\sum_2^\infty k^2 \frac{R^2 + k^2\omega^2 L^2 - \frac{L}{C}}{R^2 + k^2\omega^2 L^2} m_k^2. \quad (5)$$

Wprowadźmy zawartość harmonicznych prądowych w gałęzi indukcyjności, określonych np. z zależności

$$\bar{U}_k = \bar{I}_k \sqrt{R^2 + k^2\omega^2 L^2}, \quad (6)$$

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}, \quad (7)$$

skąd

$$\left(\frac{\bar{U}_k}{\bar{U}_1}\right)^2 = m_k^2 = \left(\frac{\bar{I}_k}{\bar{I}_1}\right)^2 \frac{R^2 + k^2\omega^2 L^2}{R^2 + \omega^2 L^2} =$$

$$= n_k^2 \frac{R^2 + k^2\omega^2 L^2}{R^2 + \omega^2 L^2}. \quad (8)$$

Podstawiając do (5) zamiast m_k^2 wartość (8), otrzymamy równanie

$$R^2 + \omega^2 L^2 - \frac{L}{C} =$$

$$= \sum_{k=2}^{k=\infty} k^2 \left(R^2 + k^2\omega^2 L^2 - \frac{L}{C}\right) n_k^2, \quad (9)$$

z którego wyznaczymy częstotliwość

$$\omega^2 = \frac{R^2}{L^2}\left(\frac{L}{CR^2} - 1\right) \frac{1 + \sum_{k=2}^{k=\infty} k^2 n_k^2}{1 + \sum_{k=2}^{k=\infty} k^4 n_k^2}. \quad (10)$$

Ponieważ dla $k = 1$ jest $m_k = 1$, przeto (10) można napisać jako

$$\omega^2 = \frac{R^2}{L^2}\left(\frac{L}{CR^2} - 1\right) \frac{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^2 n_k^2}{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^4 n_k^2}. \quad (11)$$

Dla bardzo małych pojemności jest $\frac{L}{CR^2} \gg 1$, a zatem (11) będzie

$$\omega^2 \simeq \frac{1}{LC} \frac{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^2 n_k^2}{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^4 n_k^2}, \quad (12)$$

*) W tym przypadku charakterystyka robocza układu pobudzającego nie będzie linją cienką, lecz wyrazi się pewną pętlą o powierzchni S.

albo

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sigma_n \qquad (13)$$

gdzie

$$\sigma_n = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^2 n_k^2}{\sum_{k=1}^{k=\infty} k^4 n_k^2}} \qquad (14)$$

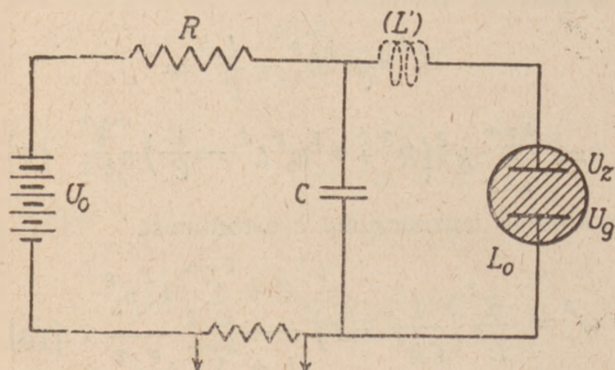
podobnie jak dla układu RC.

Chociaż oporności R nie wchodzi do (12), jednak wpływ jej występuje w zawartości harmonicznych.

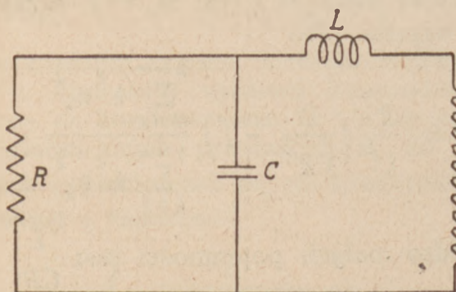
Rolę pojemności C w układach pobudzających typu dynatrowego lub w układach o sprzężeniu zwrotnym odgrywa zawsze występująca pojemność międzyelektrodowa, będąca rzędu od kilku do kilkunastu pikofaradów.]

7. UKŁAD RELAKSACYJNY „RC" POBUDZANY LAMPĄ JARZENIOWĄ

Rozpatrzmy na tle poprzednich rozważań działanie układu relaksacyjnego z lampą jarzeniową, przedstawionego na rys. 11; układ ten sprowadza się do układu jak na rys. 12, gdzie lampa jarzeniowa jest zastąpiona przez

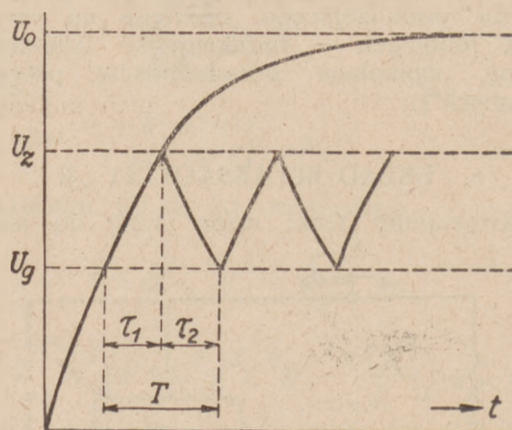


Rys. 11. Układ relaksacyjny „RC" z lampą jarzeniową.



Rys. 12. Układ równoważny układowi z rys. 11.

opór ujemny. Napięcie zapłonu oznaczymy przez U_z, napięcie gaśnięcia przez U_g, napięcie zasilające przez U_0. Jeśli napięcie zasilające U_0 jest dostatecznie większe od U_z, wówczas przebieg krzywej napięcia na kondensatorze C będzie posiadać kształt zbliżony do kształtu zębów piły (rys. 13), przy czym na



Rys. 13. Przebieg napięcia na kondensatorze C.

okres relaksacyj T składa się czas ładowania kondensatora τ_1 i czas jego wyładowania τ_2 czyli

$$T = \tau_1 + \tau_2 \qquad (1)$$

Jeśli oporność, przez którą następuje wyładowanie kondensatora, oznaczymy przez r, wówczas okres może być — jak wiadomo — wyrażony wzorem

$$T = RC \ln \frac{U_0 - U_g}{U_0 - U_z} + rC \ln \frac{U_z}{U_g}, \qquad (2)$$

skąd częstotliwość jest

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{RC} \cdot \frac{1}{\ln \frac{U_0 - U_g}{U_0 - U_z} + \frac{r}{R} \ln \frac{U_z}{U_g}} \cdot \qquad (3)$$

Napięcie o przebiegu zębatym, występujące na kondensatorze, jest napięciem tętniącym; jego składowa zmienna, rozłożona na szereg Fourier'a, wyraża się wzorem

$$u = \sum_{k=1}^{k=\infty} \left[\frac{U}{k\pi} \; \frac{\sin kp\pi}{kp\pi} \right] \sin k\omega t \qquad (4)$$

gdzie

$$U = \frac{1}{2}(U_z - U_g) \qquad (5)$$

$$p = \frac{\tau_2}{T} \qquad (6)$$

zaś k jest rzędem harmonicznej.

W przypadku gdy oporność $r <<< R$, jeden z boków zęba staje się prostopadły do osi

czasu ($\tau_2 \cong 0$), a krzywa przybiera „kształt piły". Równanie (4) dla $p = 0$ przechodzi w

$$u = \sum_{k=1}^{k=\infty} \left[\frac{U}{k\pi} \right] \sin k\omega t \qquad (7)$$

tzn., iż amplituda harmonicznych maleje proporcjonalnie do rzędu harmonicznej (linia kreskowana na rys. 16).

Natomiast dla $r = R$ ($\tau_2 = \tau_1$, $p = 0{,}5$), tj. dla krzywej kształtu trójkąta równoramiennego, równanie przybiera postać

$$u = \sum_{k=1}^{k=\infty} \left[\frac{2}{\pi^2} \frac{U}{k^2} \sin k \frac{\pi}{2} \right] \sin k\omega t \qquad (8)$$

tzn., iż amplituda maleje proporcjonalnie do kwadratu rzędu harmonicznej.

Zawartości harmonicznych w rozpatrywanych przypadkach będą następujące:

dla $p \neq 0$

$$m_k = \frac{U_k}{U_1} = \frac{\frac{U}{k\pi} \; \frac{\sin kp\pi}{kp\pi}}{\frac{U}{\pi} \; \frac{\sin p\pi}{p\pi}} = \frac{1}{k^2} \frac{\sin kp\pi}{\sin p\pi}, \qquad (9)$$

dla $p = 0$

$$m_k = \frac{1}{k}, \left[m_1 = 1, m_2 = \frac{1}{2}, m_3 = \frac{1}{3} \cdots \right] \qquad (10)$$

dla $p = 0{,}5$

$$m_k = \frac{1}{k^2} \sin k \frac{\pi}{2}, \left[m_1 = 1, \right.$$

$$\left. m_2 = 0,\; m_3 = \frac{1}{9},\; m_4 = 0 \ldots \right] \qquad (11)$$

Przypadek (7) wzgl. (10) zachodzi wówczas, gdy oporność przy wyładowaniu, a więc oporność przewodzenia lampy jarzeniowej, jest znikomo mała, jak również indukcyjności w obwodzie są równe zeru. W takich okolicznościach zęby krzywej są bardzo ostre, co oznacza występowanie harmonicznych bardzo wysokich rzędów.

Obecność indukcyjności, zwłaszcza w obwodzie wyładowania, utrudnia występowanie wyższych harmonicznych, wskutek czego zawartość harmonicznych będzie malała szybciej aniżeli proporcjonalnie do rzędu harmonicznej (p. krzywe na rys. 16).

7.1. Przykład. Dla przykładu przeliczmy niektóre wielkości dla układu relaksacyjnego z lampą jarzeniową w układzie jak na rys. 11. Napięcie zasilające wynosi $U_0 = 150$ V, napięcie zapłonu lampy $U_z = 111$ V, napięcie gaśnięcia $U_g = 50$ V, oporność ładowania $R = 1\ M\Omega$, pojemność kondensatora $C \cong 0{,}01\ \mu F$.

Obliczamy częstotliwość ze wzoru (3), przyjmując, iż oporność wewnętrzna lampy przy wyładowaniu jest $r \lll R$. Otrzymamy

$$\omega = \frac{2\pi}{10^6 \cdot 10^{-8}} \; \frac{1}{\ln \frac{150 - 50}{150 - 111}} \cong 665.$$

(Częstotliwość zmierzona wyniosła ok. 660).

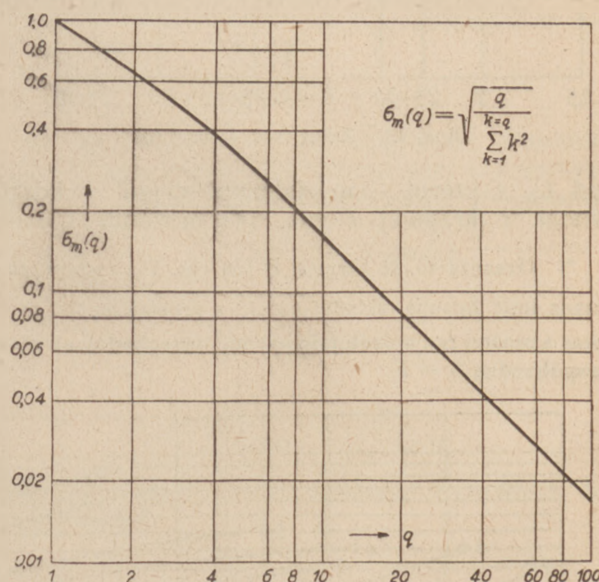
Jeśli założymy, że przebieg napięcia na kondensatorze C ma kształt zębów piły, wówczas, zgodnie ze wzorem (10), zawartość harmonicznych będzie

$$m_k = \frac{1}{k}$$

Stosując wzór (5.14), znajdziemy dla widma harmonicznych aż do rzędu q jako

$$\sigma_m(q) = \sqrt{\frac{\sum_1^q k^2 \frac{1}{k^2}}{\sum_1^q k^4 \frac{1}{k^2}}} = \sqrt{\frac{q}{\sum_1^q k^2}} \cdot (1)$$

Krzywa zależność $\sigma_m(q) = f(q)$, obliczona na podstawie wzoru (1), przedstawiona jest na rys. 14.



Rys. 14. Zależność $\sigma_m(q) = f(q)$.

W wzorze (5.13) niewiadomymi wielkościami są indukcyjność $L = L_0$ oraz wyraz $\sigma_{m,q}$ uzależniony od widma harmonicznych.

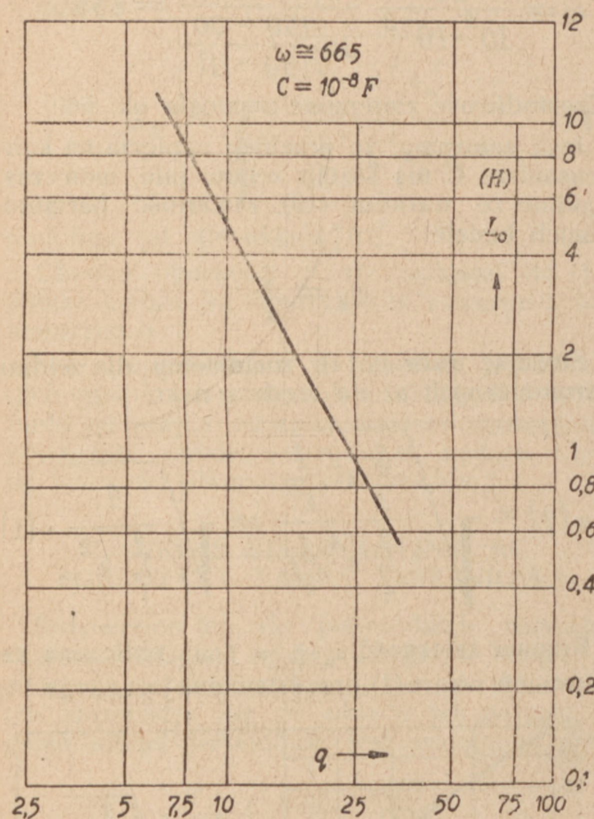
Znajdując więc wyrażenie

$$\frac{\sigma_m^2}{L_0} = \omega^2 C = 0{,}44 \cdot 10^{-2},$$

możemy wyznaczyć zależność σ_m od L_0.

Przyjmujemy następnie, że występowanie indukcyjności wywiera wpływ głównie na har-

moniczne wyższych rzędów i to w ten sposób, iż począwszy od rzędu q harmoniczne są już całkowicie stłumione*). Wówczas, zamiast zależności σ_m od L_0, otrzymamy zależność σ_m (q)



Rys. 15. Zależność $L_0 = f(q)$.

od L_0, z której — w dalszym ciągu — korzystając z krzywej z rys. 14, możemy wyznaczyć związek, jaki istnieje miedzy L_0 i q. Zależność taka jest przedstawiona na rys. 15.

Analizując przebieg krzywej O na rys. 16 którą otrzymano na podstawie pomiarów zawartości harmonicznych napięciowych, występujących na kondensatorze C) w świetle wyników rys. 15, zauważymy, że przypuszczalna indukcyjność układu waha się w otoczeniu $2\,H$.

Na indukcyjność tę składa się głównie indukcyjność własna lampa jarzeniowej, spowodowana bezwładnością czasową przebiegów jonizacyjnych, w wyniku czego charakterystyka robocza lampy jarzeniowej nie jest linią pojedyńczą, lecz posiada kształt pętli.

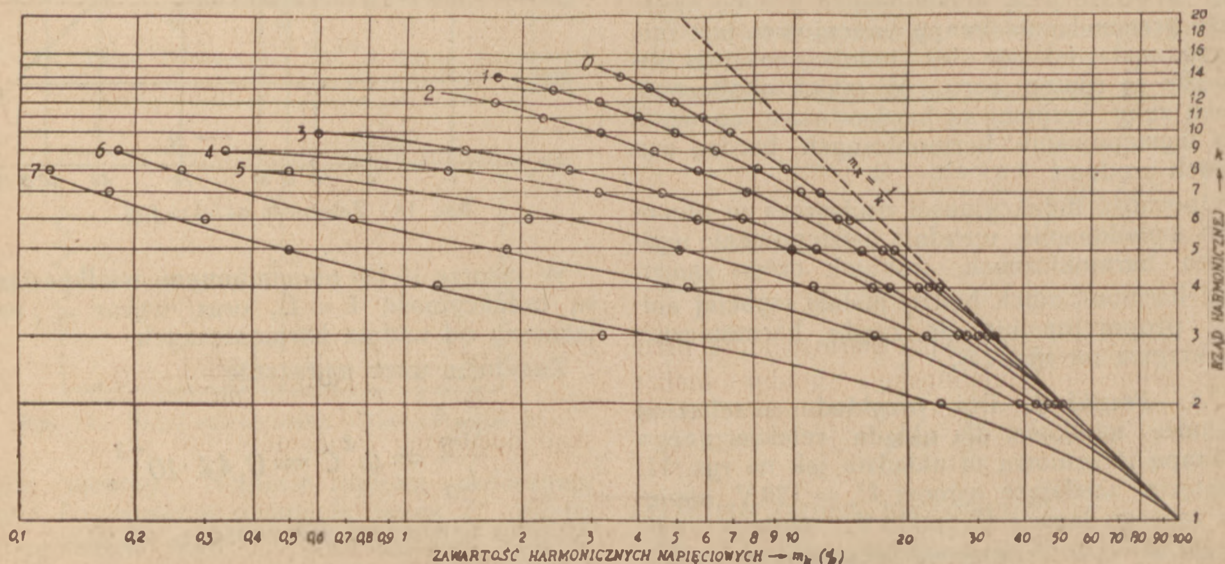
8. DOŚWIADCZALNE SPRAWDZENIE WYNIKÓW ROZWAŻAŃ

Dla sprawdzenia słuszności rozważań teoretycznych wykonano pewną ilość pomiarów w układzie relaksacyjnym z lampą jarzeniową (rys. 11). Jako lampę zastosowano stabilizator jarzeniowy „Stabilovolt 280/40" o połączonych równolegle elektrodach. Napięcie zasilające wynosiło $U_0 = 150$ V, napięcia robocze: zapłonu i gaśnięcia (zależnie od wartości danych układu) zawierały się odpowiednio w granicach $U_z = 107 \div 111$ V, $U_g = 33 \div 53$ V. Zawartość harmonicznych napięciowych na kondensatarze C mierzono przy pomocy analizatora harmonicznych „General Radio", włączonego na niewielki opór r. Indukcyjność dodatkową L' włączano w szereg z lampą jarzeniową.

Wyniki pomiarów zawartości harmonicznych przedstawiono na rys. 16, gdzie odpowiednie krzywe*) stanowią połączenie punktów, które określają zawartość poszczególnych harmonicz-

*) Oznacza to, iż krzywą O (na rys. 16) zastępujemy przez linię łamaną, składającą się z prostej $m_k = \frac{l}{k}$ oraz z prostej równoległej do osi m_k przechodzącej przez współrzędną $k = q$.

*) Właściwie krzywe te są szeregiem punktów, odpowiadających liczbom całkowitym (tj. numerom rzędów harmonicznych, wyznaczanych na osi k.



Rys. 16. Krzywe zawartości harmonicznych.

nych napięciowych m_k (w %) dla rosnącego rzędu harmonicznej k.

Częstotliwość obliczano na podstawie wzoru (5.13), przyjmując — jako indukcyjność obwodu — sumę dołączonej indukcyjności L' oraz własnej indukcyjności lampy jarzeniowej L_0, określonej na podstawie rozważań w przykładzie 7.1 jako $L_0 = 2H$.

Wyrażenie σ_m, zgodnie z równaniem (5.14), obliczano aż do takiego rzędu harmonicznej $k = q'$, przy którym dalsze wyrazy, praktycznie biorąc, nie dawały już zmian wartości σ_m.

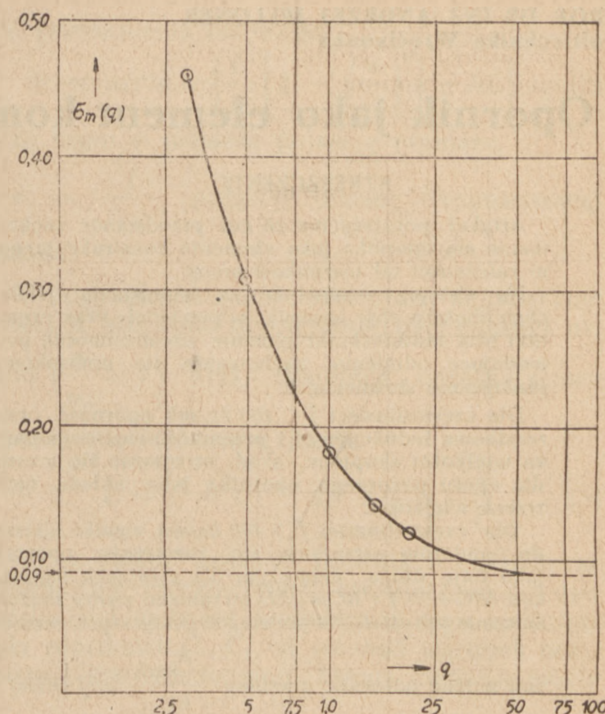
Wyniki obliczonych wartości σ_m jak również częstotliwości, według wzoru (5.13), podane są w tablicy 1. Jeśli chodzi o krzywą odpowiada-

TABLICA 1.

R (MΩ)	C (μF)	$L=L'+L_0$ (H)	ω (zmierzone)	$\sigma_m=\sqrt{\frac{\sum^{q'} k^2 m_k^2}{\sum^{q'} k^4 m_k^2}}$	q	ω (obliczone)	krzywa na rys.
1	$1{,}10^{-2}$	6+2	585	$\sqrt{\frac{6{,}9}{255}}=0{,}165$	17	580	1
0,5	$1{,}10^{-2}$	6+2	1000	$\sqrt{\frac{3{,}8}{45}}=0{,}29$	12	1030	3
0,5	$1{,}10^{-2}$	1,5+2	1070	$\sqrt{\frac{5}{125}}=0{,}20$	16	1070	2
1	$1{,}10^{-2}$	30+2	545	$\sqrt{\frac{3{,}4}{32}}=0{,}325$	10	575	4
0,5	$2{,}10^{-2}$	30+2	425	$\sqrt{\frac{2{,}5}{14}}=0{,}423$	10	525	5
0,5	$1{,}10^{-2}$	30+2	850	$\sqrt{\frac{1{,}9}{6{,}6}}=0{,}535$	8	945	6
0,25	$2{,}10^{-2}$	30+2	1280	$\sqrt{\frac{1{,}25}{2{,}2}}=0{,}75$	7	1330	7
1	$1{,}10^{-2}$	0+2	660		(50)	(660)	0

jącą dołączonej indukcyjności równej zeru (krzywa O), to ze względu na występowanie tu harmonicznych stosunkowo wysokich rzędów, nie jest możliwe znalezienie σ_m w zakresie przeprowadzonych pomiarów m_k (tylko do 20-ej harmonicznej). Mianowicie przy $q' = 5$ otrzymujemy $\sigma_m \cong 1{,}31$; przy $q' = 10$, $\sigma_m \cong 0{,}18$; przy $q' = 15$, $\sigma_m \cong 0{,}14$; wreszcie przy $q' = 20$, $\sigma_m \cong 0{,}12$.

Przyjmując $\omega = 660$ oraz $L_0 = 2H$, znajdziemy z (5.13) $\sigma_m \cong 0{,}09$ jako wartość, którą przypuszczalnie otrzymalibyśmy, gdyby analizę harmonicznych udało się przeprowadzić aż do ok. 50-ej harmonicznej (rys. 17).



Rys. 17. Zależność $\sigma_m(q) = f(q)$ dla badanego układu.

W zakończeniu pragnę podziękować mgr. inż. Wandzie Kacprowskiej za wykonanie pomiarów laboratoryjnych, wykorzystanych w niniejszej pracy.

DODATEK 3.1.1.

Pisząc wyrażenie na oporność obwodu z rys. 2 dla siły elektromotorycznej o częstotliwości ω, działającej w szereg z R_0, otrzymamy

$$\hat{Z} = R_0 + \frac{-j\frac{1}{\omega C}(r + j\omega L)}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} =$$

$$= |\hat{Z}|_{rzecz} + j|\hat{Z}|_{uroj}.$$

Przyrównując częśc urojoną oporności do zera, mamy

$$|\hat{Z}|_{ur} = -\frac{\frac{r^2}{\omega C} + \frac{L}{C}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = 0,$$

czyli

$$\frac{r^2}{\omega C} + \frac{L}{C}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = 0,$$

skąd dostajemy równanie (3.1.3).

PROF. DR INŻ. ANDRZEJ JELLONEK
Politechnika Wrocławska

Opornik jako element konstrukcyjny w radiotechnice

STRESZCZENIE.

Artykuł poniższy ma za cel przedstawić zachowanie się opornika jako elementu konstrukcyjnego w zależności od warunków pracy.

Na wstępie zestawione są wymagania, jakim chcielibyśmy aby opornik odpowiadał oraz czynniki (dla radiotechniki głównie częstotliwość), powodujące odmienne zachowanie się oporników, praktycznie stosowanych.

Dla częstotliwości $f < 100$ *kc/sek* oporność oraz resztkową indukcyjność i pojemność można przyjąć za wielkości skupione, skąd otrzymuje się wzory dla oporu pozornego opornika jako układu tych trzech wielkości.

Dla częstotliwości $f > 100$ *kc/sek* wyniki bliższe do pomiarów otrzymuje się, rozważając opornik jako linję długą, przy czym dla skrajnych wypadków ($RC\omega \gg 1$ i $RC\omega \ll 1$) otrzymane wzory można znacznie uprościć. Na podstawie powyższych rozważań można nakreślić przebieg $\frac{R_{(\sim)}}{R_{(=)}} = f(RC\omega)$

lub dla użytku praktycznego $\frac{R_{(\sim)}}{R_{(=)}} = f(Rf)$, z C jako parametrem.

W miarę zmiany częstotliwości zmieniają się jednak spółczynniki (głównie R), założone w rozważaniach teoretycznych jako stałe. Dalej omówiono więc zmianę samej oporności omowej wskutek zjawiska naskórkowości oraz warunki, przy których zmiany te można pominąć.

Na podstawie rozważań powyższych zestawiono z kolei wady i zalety praktycznie wykonywanych oporników, a więc oporników drutowych stałych, niestałych, lecz o kontrolowanej wartości nominalnej i oporników warstwowych oraz zestawiono rzeczywiste zachowanie się oporników z wynikami rozważań teoretycznych, znajdując w granicach stosowalności odpowiednich wzorów zadawalającą zgodność.

Wreszcie zestawiono ostatecznie dane, których znajomość pozwala określić zachowanie się opornika jako elementu konstrukcyjnego przy zmiennych warunkach pracy.

Na zakończenie dołączono wykaz literatury.

Resistors as Circuit Elements at High Frequencies

SUMMARY

A review is given of the behaviour of resistors at audio and radio frequency. The demands which a resistor has to satisfy, and factors which influence its behaviour, are outlined.

For frequencies, below 100 kc/s the resistance, as well as the residual components (capacitance and inductance) can be ragarded as concentrated in the resistor and its impedance computed accordingly.

For frequencies above 100 kc/s a better approximation to measured values is to be found if regarding the resistor as a long line with its electrical parameters R, L, C distributed. For both extremes $RC\omega \gg 1$ and $RC\omega \ll 1$ the formulae thus computed can be essentially simplified.

The above considerations make it possible to trace the function $\frac{R_{(\sim)}}{R_{(=)}} = f(RC\omega)$

or for practical use

$$\frac{R_{(\sim)}}{R_{(=)}} = f(Rf), \text{ with } C \text{ a parameter,}$$

The electrical properties (above all R), which have been assumed constant, are but really subject to changes when frequency changing. Consequently it is necessary to examine the changes of resistance due to the skin-effect.

Taking all these considerations into account the properties of the existing market resistors have been examined and the results are found in good agreement with the experiment well within the expected accuracy of the theory.

In the last section a list of the data of a resistor is proposed, which, if given in commercial catalogues, would enable the computation of the resistors behaviour at all conditions.

I. WSTĘP

Każde urządzenie radiotechniczne składa się ostatecznie z niewielu rodzai elementarnych części. Uzyskanie udatnej konstrukcji uwarunkowane jest w pierwszym rzędzie dokładną znajomością własności tych elementów konstrukcyjnych.

Elementami prawdopodobnie najczęściej spotykanymi w radiotechnice są oporniki. Są to części, od których wymagamy przede wszystkim oporności rzeczywistej: prąd i napięcie w ich obrębie powinny zachowywać zgodne fazy; całkowita moc pobierana zamieniana jest w nich bezzwrotnie na inną postać energii, najczęściej na ciepło.

Od praktycznie wykonanego opornika żądamy nadto, by moc wydzielaną znosił bez szkody dla pozostałych własności, tj. aby jego obciążalność była wystarczająca; powinien on dać się sporządzać w możliwie szerokich granicach oporu od ułamków Ω do dziesiątek MΩ przy zachowaniu wystarczającej dokładności (rzędu pojedyńczych %) oraz przy łatwości i taniości wykonania; wymiary jego muszą być możliwie małe, a cena niska.

W końcu wszystkie własności powinny być trwałe, niezależne od warunków pracy i otoczenia, jak zmian częstotliwości, wahań temperatury, wilgotności, wysokości przyłożonego napięcia, krótkotrwałego przeciążenia itp. czynników.

Rzeczywiste oporniki nie zachowują się nigdy jak idealne opory rzeczywiste. Oprócz wymaganej oporności (R) występują w nich niepożądane spółczynniki resztkowe: pojemności (C) każdej z części względem reszty opornika i do otoczenia oraz indukcyjności szerego-

we (L). Opornik stanowi cały obwód L, R, C, którego opór wypadkowy zależy od wielkości poszczególnych składowych i ich wzajemnego rozłożenia.

Poza tym wielkość poszczególnych spółczynników jest często zależna od warunków pracy, jak częstotliwość, napięcie, temperatura itp.; również na ich rozłożenie ma wpływ otoczenie i zmiany w nim zachodzące, jak np. ruchy eksperymentatora itd.

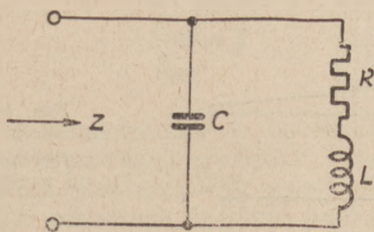
Wpływ tych wszystkich czynników jest zwykle tym większy, im bardziej skrajne (b. duże lub b. małe) są wartości nominalne stosowanych oporników ewent. im szersze są granice zmian warunków otoczenia, jak częstotliwaść, temperatura i td.

2. UJĘCIE TEORETYCZNE

Wpływ przypadkowych warunków otoczenia nie pozwala na teoretycznie ściste ujęcie zagadnienia zachowania się oporników we wszystkich warunkach zewnętrznych i dla każdej częstotliwości i wartości nominalnej. A właśnie w radiotechnice jeden przynajmniej z powyższych czynników — częstotliwość — przybiera bardzo różne wartości.

Dlatego w praktyce zadawalamy się uproszczonymi założeniami, obrazowującymi z dostateczną ścisłością jedynie wyidealizowane warunki.

W obrębie częstotliwości małych ($f < 100$ *kc/sek*) wystarcza zwykle przyjęcie, że pojemność i indukcyjność towarzyszą wprawdzie zawsze oporności, ale skupione są w idealne kondensatory i cewki, przy czym indukcyjność (L) włączona jest w szereg z opornością (R), a pojemność (C) równoległę do nich obydwu. Wielkości tych fikcyjnych składowych przyjmujemy za niezależne od częstotliwości.



Rys. 1. Układ zastępczy opornika dla m. cz.

Układ tego rodzaju (rys. 1) stanowi obwód LRC, którego zachowanie określone jest wielkością oporu pozornego (Z), występującego na zaciskach opornika.

W tych warunkach

opór pozorny

$$Z = \frac{R}{(1-\omega^2 LC)^2 + \omega^2 R^2 C^2} + j\omega \frac{L(1-\omega^2 LC) - R^2 C}{(1-\omega^2 LC)^2 + \omega^2 R^2 C} \quad (1)$$

kąt przesunięcia fazowego

$$\varphi = arctg\, \omega \left\{ \frac{L}{R} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] - RC \right\} \quad (2)$$

przy czym ω oznacza pulsację pomiaru,

a $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ pulsację własną (rezonansową) układu.

W wypadku częstotliwości pracy dostatecznie małej w stosunku do częstotliwości własnej układu $\left(\frac{\omega}{\omega_0} < 1\right)$ znika składowa urojona oporu i przesunięcie fazowe, jeżeli

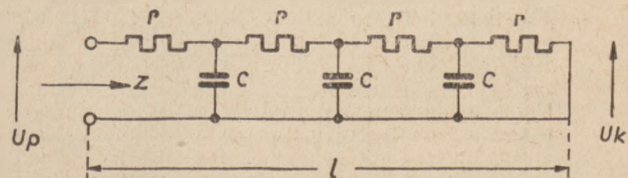
$$1.\ L = C = O \qquad 2.\ r \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3)$$

Chcąc zatem uzyskać opornik o charakterze praktycznie rzeczywistym, niezależnym od częstotliwości, musimy zredukować jego spółczynniki resztkowe (L, C), co stanowi warunek oczywisty i konwencjonalny. Drugą ciekawą możliwością jest $r = \sqrt{\frac{L}{C}}$, co, jak zobaczymy przy omawianiu wykonań rzeczywistych, wyzyskane zostało w konstrukcji oporników wzorcowych dużej częstotliwości.

Dla częstotliwości dużych ($f > 100$ *kc/sek*) założenia dotychczasowe nie są już spełniane. Rozłożenie spółczynników resztkowych nie odpowiada przyjętemu dotychczas schematowi; wszystkie trzy wielkości L,R,C są na ogół rozłożone mniej lub więcej równomiernie wzdłuż powierzchni opornika.

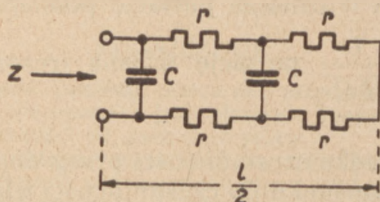
Rozkład ten nie jest dokładnie znany, gdyż zależy od konstrukcji opornika i jego otoczenia, a więc od montażu. W każdym razie przyjęcie spółczynników rozłożonych równomiernie jest w wielu wypadkach bliższe prawdy od skupienia ich wartości. Poza tym w zastosowaniach radiotechniki stosujemy zwykle oporniki o tak dużej nominalnej wartości oporu, że opór indukcyjny $L\omega$ jest do pominięcia względem szeregowo z nim załączonego R.

Dla takich założeń opornik tworzy linię o długości (l), której własności zależą od wielkości stałych rozłożonych (r, c, l) oraz układu połączeń, w jakim opornik pracuje. Najczęściej spotykane są oporniki uziemione jednostronnie, tworzące linię niesymetryczną, zwartą na odległości l od miejsca zasilania (rys. 2);



Rys. 2. Układ zastępczy dla w. cz. opornika, jednostronnie uziemionego.

ewent. odosobnione, odpowiadające linii symetrycznej, zwartej na odległości $\frac{l}{2}$ (rys. 3).



Rys. 3. Układ zastępczy dla w. cz. opornika odosobnionego.

Obliczenie oporu wejściowego prowadzi w obu wypadkach do rozwiązania klasycznych równań linii długiej:

napięcie wejściowe (początkowe)

$$U_{pocz} = U_x \cosh\gamma x + Z_{fal} I_x \sinh\gamma x \quad (4)$$

prąd wejściowy

$$I_{pocz} = I_x \cosh\gamma x + \frac{U_x}{Z_{fal}} \sinh\gamma x \quad (5)$$

opór wejściowy

$$Z_{pocz} = Z_{fal}\, tgh\,(\gamma x + Z_x) \quad (6)$$

gdzie

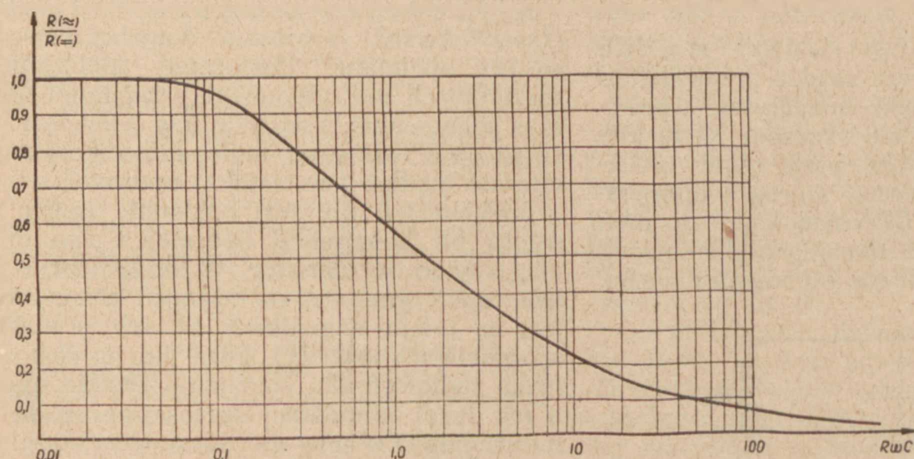
$$Z_{fal} = \sqrt{\frac{r + j\,\omega l}{g + j\,\omega c}} \text{ oraz } \gamma = \sqrt{(r + j\,\omega l)\,(g + j\,\omega c)}$$

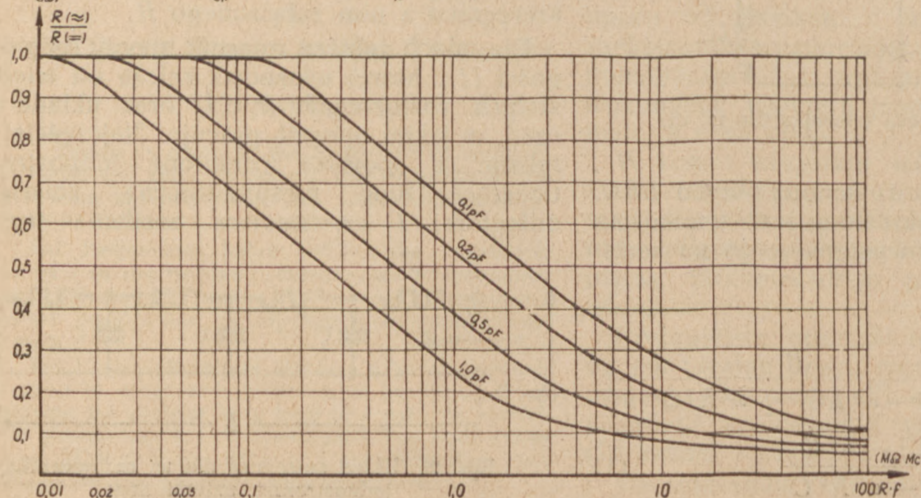
Opór wejściowy zależny jest więc wyłącznie od iloczynu $RC\omega$. Zachowanie jakiegokolwiek opornika przy dowolnej częstotliwości da się zatem przedstawić jedną wspólną funkcją $Z = f\,(RC\omega)$, zawierającą składową rzeczywistą (R) i urojoną (X). W zastosowaniach radiotechniki wielkość zmian składowej urojonej jest dla nas mniej groźna, bo zwykle można ją skompensować odpowiednim dostrojeniem obwodu, w którym dany opornik pracuje. Natomiast składowa rzeczywista, niepodlegająca skorygowaniu i zużywająca moc wynosi w odniesieniu do wielkości mierzonej prądem stałym $(R_{=})$ (rys. 4a)

$$\frac{R_{(\approx)}}{R_{(=)}} = \sqrt{\frac{1}{2R\omega C}}\left\{\frac{tgh\sqrt{\frac{a}{2}}\left[1+tg^2\sqrt{\frac{a}{2}}\right]+tg\sqrt{\frac{a}{2}}\left[1-tgh^2\sqrt{\frac{a}{2}}\right]}{1+tgh^2\sqrt{\frac{a}{2}}\;tg^2\sqrt{\frac{a}{2}}}\right\} \quad (7)$$

gdzie

$$a = R\omega\, C \quad (8)$$





Rys. 4a i 4b. Zależność składowej rzeczywistej opornika od częstotliwości.

przy czym dla uzyskania postaci dogodnej do liczenia praktycznego podstawiliśmy:

$$\sqrt{i} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1+i)\ ;\ \sqrt{-i} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1-i)$$

całkowity opór statyczny $R = rl$

całkowita pojemność statyczna $C = cl$

Równania powyższe upraszczają się znacznie w skrajnych wypadkach. I tak dla $RC\omega \gg 1$

$$tg\,h\sqrt{\frac{a}{2}} \approx 1\ ;$$

$$\left\{\frac{tg\,h\sqrt{\frac{a}{2}}\left[1+tg^2\sqrt{\frac{a}{2}}\right]+tg\sqrt{\frac{a}{2}}\left[1-tg\,h^2\sqrt{\frac{a}{2}}\right]}{1+tgh^2\sqrt{\frac{a}{2}}\,tg^2\sqrt{\frac{a}{2}}}\right\} \approx 1$$

$$\frac{R_{(\approx)}}{R_{(=)}} \approx \sqrt{\frac{1}{2RC\omega}} \qquad (9)$$

W przeciwieństwie do powyższych warunków, dla $RC\omega \ll 1$

$$tg\,h\sqrt{\frac{a}{2}} \approx \sqrt{\frac{a}{2}}\ ;\ tg\sqrt{\frac{a}{2}} \approx \sqrt{\frac{a}{2}}\ ;$$

$$\frac{tg\,h\sqrt{\frac{a}{2}}\left[1+tg^2\sqrt{\frac{a}{2}}\right]+tg\sqrt{\frac{a}{2}}\left[1-tg\,h^2\sqrt{\frac{a}{2}}\right]}{1+tgh^2\sqrt{\frac{a}{2}}\,tg^2\sqrt{\frac{a}{2}}} \approx$$

$$\approx 2\sqrt{\frac{a}{2}}$$

$$\frac{R_{(\approx)}}{R_{(=)}} \approx 1 \qquad (10)$$

Jak widać z równ. 10, oporniki praktycznie nie zmieniają swej wartości, jeżeli ich opór nominalny jest niewielki (małe R), jeżeli pojemności szkodliwe są małe (małe C) lub częstotliwość nieduża (małe ω). W przeciwnych wypadkach występuje znaczne zmniejszenie oporu wejściowego, ale zmiany są w każdym razie mniejsze, niż dla obwodu o skupionym oporze i pojemności, utworzonych przez sumowanie statycznych wartości rozłożonych. Ostatecznie, począwszy mniej więcej od wartości $RC\omega \approx 100$ zmiany maleją i opór prawie ustala się, przyjmując wielkość, wynoszącą kilka % swej wartości nominalnej.

W praktyce posługuje się nieco przekształconym wykresem, w którym zmienną jest Rf, a pojemność C jest parametrem (rys. 4b). Przez pomiar oporności przy dowolnej częstotliwości można na jego podstawie określić C, a dalej zachowanie się opornika w całym paśmie częstotliwości.

Obie grupy założeń, przyjmujące spółczynniki idealnie skupione ewent. równomiernie rozłożone, nie odzwierciadlają ściśle rzeczywistości. W spotykanych w praktyce opornikach rozkład oporu i pojemności wzdłuż opornika jest raczej zbliżony do równomiernego; natomiast kapy kontaktowe i końcówki wykazują raczej spółczynniki skupione ewent. skoki w wartościach rozłożonych. Dalszym czynnikiem, ograniczającym stosowalność obu powyższych wzorów, jest zmiana tak „R", jak i „C", jaka zachodzi w miarę wzrostu częstotliwości. Powodem takich zmian jest nierównomierny rozkład prądu czy napięcia, spowodowany naskórkowością lub porównywalnością wymiarów opornika i fali pracy.

Naskórkowość i związany z nią wzrost gęstości prądu u powierzchni przewodnika powoduje zmniejszenie skutecznego przekroju, przez który może płynąć prąd, a więc i wzrost oporu. W wypadku przewodnika walcowego (o średnicy d i przewodności γ), najczęściej stosowanego w opornikach radiotechnicznych, stosunek oporu dla dużej częstotliwości ($R_{(\approx)}$) do oporu dla prądu stałego ($R_{(=)}$) wynosi:

$$\frac{R_{(\approx)}}{R_{(=)}} = \frac{d}{4}\sqrt{\mu f \gamma} \qquad (11)$$

$$d - mm;\ \mu = 1;\ f - Mc/sek;\ \gamma - \frac{m}{\Omega\, mm^2};$$

Jedynie w wypadku, gdy warstwa przewodząca jest tak cienka (grubość g), że zmiana gęstości prądu przy zmianach częstotliwości w jej obrębie jest do pominięcia, wartość opornika możemy uważać za praktycznie niezależną od częstotliwości; ta krytyczna wartość wnikania wynosi:

$$t = \frac{1}{2}\,\frac{1}{\sqrt{\gamma f \mu}} \qquad (12)$$

$$t - mm;\ \gamma - \frac{m}{\Omega\, mm^2};\ f - Mc/sek;\ \mu = 1;$$

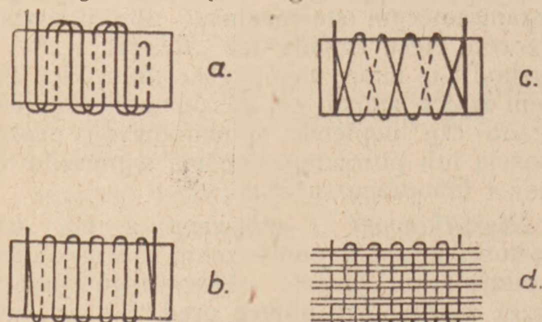
Dlatego oporniki, które mają zachowywać swe wartości dla dużych częstotliwości oraz w obrębie szerokich jej pasm budujemy albo z przewodników o dostatecznie małej grubości albo z rur cienkościennych ($g < t$), przy czym w obu wypadkach dobieramy o ile możności materiał o dużym oporze właściwym.

Przewodniki o małym przekroju (druty) powodują zwiększenie indukcyjności i zredukowanie obciążalności; w wykonaniu drugim istnieją znowu znaczne trudności technologiczne (rury, taśmy). Dlatego najczęściej stosowanym sposobem jest naniesienie cienkiej warstwy materjału przewodzącego na rdzeń izolacyjny. Są to tzw. oporniki warstwowe, najpopularniejsze w zastosowaniach radiotechnicznych.

Rozważania dotychczasowe pozwalają już na ocenę wad i zalet praktycznie wykonywanych oporników.

3. OPORNIKI DRUTOWE, STAŁE

Oporniki drutowe, używane w pomiarach, wykonywanych prądem zmiennym, nawijane są w sposób, umożliwiający kompensację wpływów indukcyjności czy pojemności. Uzwojenie takie, jak np. bifilarne, oporniki tkane (rys. 5), Ayrton-Perry, Wagner-Wertheimer stosowane są dla częstotliwości nieprzekraczających pojedyńczych Mc/sek i nominalnych wartości oporu $\leq 10^5\,\Omega$, a więc raczej w dziedzinie elektroakustyki i telekomunikacji przewodowej, niż radiotechniki. Powodem tego są znaczne spółczynniki resztkowe i związane z nimi błędy (tabl. 1).



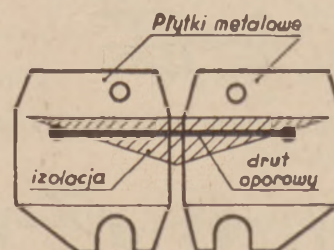
Rys. 5. Wykonanie oporników drutowych:

a — bifilarne
b — płaskie na mice
c — Ayrton - Perry
d — tkane

Oporniki drutowe, zbudowane z prostego przewodnika, stosowane być mogą w obrębie dużej częstotliwości jedynie wtedy, jeżeli przewodnik jest krótki (mała indukcyjność), a jego grubość niewielka (mały wpływ naskórkowości). Są to zatem typowe oporniki o małych wartościach nominalnych ($R < 100\,\Omega$) i niewielkiej obciążalności ($P_{dop.} < 1\,w$).

Znaczną poprawę w zachowaniu się oporników tego rodzaju uzyskujemy [9] zwiększając sztucznie pojemność przewodnika, tak by spełniony był warunek: $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$

Wykonanie takie (rys. 6) nie tylko zwiększa zakres częstotliwości, obsługiwanej z niewiel-



Rys. 6. Sposób zwiększenia pojemności opornika.

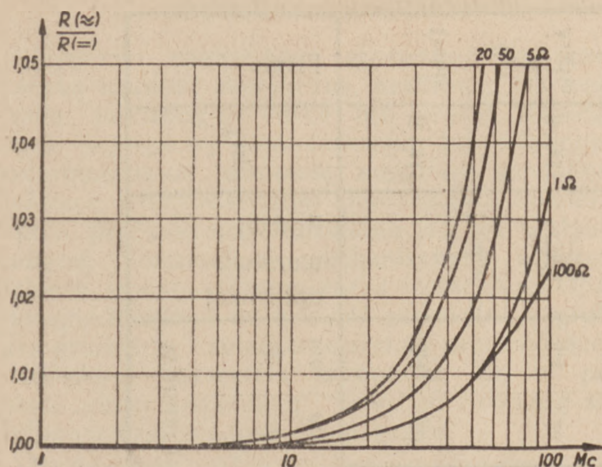
Tablica 1

OPORNIKI WZORCOWE
DRUTOWE

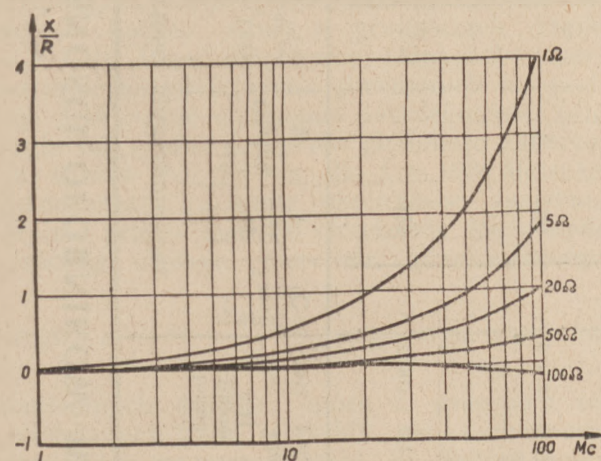
wg tabl. z Kat. Gen. Radio „K" 1944

Wartość oporu	Dokładność nomin.	Zmiany oporu dla:				Spółczynniki resztkowe			Uzwojenia
		100 kc	500 kc	1000 kc	5000 kc	ΔL	L_0	C	
jedn. op. Ω	%	%	%	%	%	μH	μH	μμF	
						***)	**)	*)	
0,1	± 1	—	—	0,1	5,0	0.014	0,023	7,7 ÷ 4,5	bifilarne
1,0	± 0,25	—	0,1	0,5	9,0	0,056	0,023	„ „	Ayrton-Perry
10,0	+ 0,1	—	—	0.1	1,5	0.11	0,023	„ „	„ „
100,0	+ 0,1	—	—	0,1	0,9	0,29	0,023	„ „	jednowarstw. na mice
1000.0	+ 0,1	— 0.1	— 1,5	— 6,5	—	3,3	0,023	„ „	jednowarstw. na mice
10000,0	+ 0,1	— 8	—	—	—	9,5	0,023	„ „	cewkowo

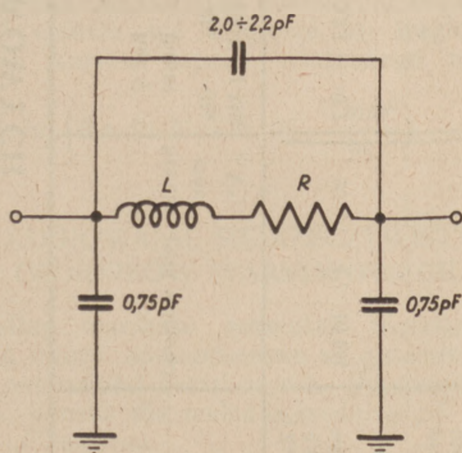
*) z ekranem o 10 ÷ 20 μμF więcej
**) indukcyjność wstępna układu dekadowego przy nastawieniu na 0
***) przyrost indukcyjności na każdy stopień dekady



Rys. 7. Zmiany składowej rzeczywistej opornika w funkcji częstotliwości.



Rys. 8. Zmiany składowej urojonej opornika w funkcji częstotliwości.



Rys. 9. Układ zastępczy dla opornika, umieszczonego w odległości około 20 mm. nad płytą metalową.

kim błędem (rys. 7, 8, 9) ale równocześnie polepsza chłodzenie i pozwala na osiągnięcie większej obciążalności (tabl. 2).

Tablica 2

Nom. wartość oporu Ω	Indkcyjność μH	Prąd dop. dla nagrz. 40%C A
1	0,0065	1,4
2	0,013	1,0
5	0,015	0,5
10	0,029	0,35
20	0,032	0,20
50	0,034	0,10
100	0,039	0,06

Własności oporników f-my Gen. – Radio

4. OPORNIKI DRUTOWE, O NIESTAŁEJ, LECZ KONTROLOWANEJ WARTOŚCI NOMINALNEJ

Wpływ zmian częstotliwości maleje, jeżeli stosujemy przewodniki o dużym oporze właściwym; równocześnie opór rośnie w miarę nagrzewania się opornika, osiągając wartości wielokrotnie wyższe od wyjściowych, jeżeli tylko temperaturę nagrzania obierzemy odpowiednio wysoką. Aby jednak w tych warunkach znać każdorazową wartość nominalną musimy albo stosować przewód o małym spółczynniku termicznym albo kontrolować temperaturę przewodnika. Kontrolę taką możemy uzyskać np. obciążając przewodnik do granicy świecenia i mierząc jego blask jedną z metod fotometrycznych. Wykonania tego rodzaju stosowane są najczęściej do pomiaru mocy oddawanej przez niewielkie nadajniki dużej częstotliwości; w tym wypadku wartości nominalne oporu dobrane są w ten sposób, by przy żądanej mocy odpowiadały oporowi anteny określonego rodzaju (tabl. 3).

Tablica 3

Opór Ω	Indukcyjność μH	Pojemność pF	Częstotliwość rezonans. Mc	Częstotliwość pracy Mc	Dokł.
73	0,33 ± 0,03	5	124	≤ 15	± 5%
600	1,1 ± 0,10	5	68	≤ 15	± 5%

↓ od biegu luzem ↑ do pełnego obciąż.

Własności oporników „Ohmity"

Tablica 4

WŁASNOŚCI OPORNIKÓW WARSTWOWYCH

Firma	Typ	Rodzaj warstwy oporowej	Wymiary ø mm	Wymiary l mm	Wartości spółczynników: od + do − 5⁰/₀ Ω	od + do − 5⁰/₀ ΩM	Term. ⁰/₀/⁰C	***) Obciąż. W	(=) Nap. max V	**) Temp. ⁰C	Indukcyjność μH dla 100Ω	Indukcyjność μH dla 1 MΩ	Pojemność μμF	Kąt φ minut dla 100Ω	Kąt φ minut dla 1 MΩ	Szumy max μV*)	→ dla wartości	Uwagi
Dubi-	R 417	Drobno-	5,4	20	10	1		1/4	225		0,001	0,13		0,25	0,2	30 ←	4 ÷ 10 kΩ	
lier Anglia	R 425	krysta- liczny	5,4	28	10	3		1/2	350		0,002	0,23		0,41	0,3	100 ←	10 ÷ 100 kΩ	
	R 627	lub	7,3	30	15	5,1		3/4	500		0,005	0,55		1,0	0,7	50 ←	100 ÷ 500 kΩ	
	R 636	pyroli- tyczny	7,3	39,5	20	5,1	− 0,02 ÷ − 0,06		600	40⁰ ÷ 80⁰	0,006	0,75	~0,5	1,3	1,0	30 ←	ponad 500 kΩ	
	R 653	węgiel	7,3	56	30	5,1		1	600		0,01	1,2		2,2	1,5			
	R 836	na cera- micznym	9,0	39,5	30	5,1			750		0,01	1,2		2,2	1,5			
	R 847	pręcie	9,0	50	50	5,1			750		0,017	2,0		3,7	2,5			

*) Zawsze mniej niż 0,4 wartości liczonej wzorem: $2 + lg_{10} \frac{R}{1000}$ μV/V przy czym R = wartość nominalna oporu w omach. Wartości podane w tabeli dla pełnego obciążenia oraz max. dopuszcz. napięcia i górnej granicy oporu w danym przedziale.

**) Wartość 40⁰ dla osiągnięcia dużej stałości (wartość 80⁰ odpowiada obciążeniu nomin.).

***) Stałość: przeciążenie o 50⁰/₀ długotrwałe nie zmienia oporu więcej niż 2⁰/₀; przeciąż. o 100⁰/₀ 15 minut nie zmienia oporu więcej niż 1⁰/₀.

5. OPORNIKI WARSTWOWE

Oporniki warstwowe utworzone są przez cienką warstwę metaliczną, grafitową lub węglową, nałożoną na rurce lub pręcie izolacyjnym, najczęściej porcelanowym lub szklanym; odprowadzenie stanowią metalowe kapy kontaktowe z odpowiednimi końcówkami. Powierzchnia przewodząca chroniona jest od wpływu wilgoci i uszkodzeń mechanicznych warstwą lakieru ewent. szczelną rurką izolacyjną. Opór doregulowujemy na wartość nominalną z grubsza grubością i składem warstwy przewodzącej; dokładniej nacięciem śrubowym lub w postaci „drogi cygańskiej", przez co zwiększy się odpowiednio długość drogi prądu.

Przewodnik nałożony jest przy pomocy rozpylenia katodowego (metal) ewent. mechanicznie lub pyrometrycznie (węgiel i grafit); po wypaleniu w próżni tworzy się warstwa ściśle przylegająca do korpusu izolacyjnego, mechanicznie bardzo silna, o grubościach rzędu $10^{-4} \div 10^{-2}$ mm; dzięki swej cienkości i dużemu oporowi właściwemu przewodnik nie podlega praktycznie wpływowi naskórkowości (dla węgla lub grafitu krytyczna głębokość zanurzania wynosi $t \leq 0{,}1\ mm$ dla $f = 1000\ Mc/sek$); równocześnie ta sama okoliczność zapewnia idealnie prawie warunki chłodzenia. Duży opór właściwy użytego materiału przewodzącego

$$\left(\text{węgiel } \rho \approx 50 \ \frac{\Omega\, mm^2}{m}\right)$$ pozwala na uzyskanie

nominalnych wartości oporu w granicach od pojedyńczych Ω do setek MΩ, przy zachowaniu niewielkich wymiarów (tabl. 4). Jedyną wadą jest dość znaczny ujemny spółczynnik termiczny zmian oporu $\alpha = -0{,}02 \div -0{,}06\,\%/^0C$).

Oporniki, w których został użyty metal jako przewodnik, muszą mieć warstwę przewodzącą o rząd cieńszą niż węglowa, ze względu na większą wartość oporu właściwego użytego

materiału $\left(\text{dla } Pt\ \rho = 0{,}105 \ \frac{\Omega\, mm^2}{m}\right)$.

6. ZACHOWANIE SIĘ RZECZYWISTYCH OPORNIKÓW WARSTWOWYCH

Według wyników rozważań teoretycznych zmiany oporu spowodowane są głównie wpływem pojemności resztkowych. Pojemność statyczna, liczona dla walca o średnicy „d" i długości „l" wynosi:

$$C_{cm/cm\ długości} = 0{,}242 \frac{l}{lg_{10} \dfrac{2l}{d}} \qquad l - cm;\ d - cm; \tag{13}$$

co dla rynkowych oporników daje pojemności rzędu ułamków cm. Zmniejszenie tych pojemności i równocześnie wpływu częstotliwości możliwe jest albo przy pomocy zredukowania tak długości jak i średnicy opornika albo obranie możliwie smukłego kształtu opornika ($l \gg d$). Pierwszy sposób powoduje zmniejszenie obciążalności — drugi zwiększenie indukcyjności, oba zatem niewielką swobodę wyboru. Poza tym pojemność zależy nie tylko od budowy opornika, ale i od jego otoczenia. Główna część pojemności resztkowych ($\approx 80\%$) utworzona jest przez pole elektryczne, przebiegające na zewnątrz opornika; korpus izolacyjny i lakier, chroniący powierzchnię, odpowiedzialne są za jej resztę ($\approx 18\%$ i $1 \div 2\%$) — taki przeciętny rozkład znaleziony został przy pomiarze pojemności oporników, zanurzonych w cieczy dobrze izolującej o znanej stałej dielektrycznej np. w oleju parafinowym (według pracy autora z 1940 r.). Ta przeważająca pojemność „powietrzna" zwiększa się znacznie, jeżeli opornik zabudujemy w okolicy dużych mas przewodzących (chassis), lub dielektryków o stałej dielektrycznej większej od 1 (montaż na płytkach izolacyjnych). W końcu pojemność skupiona kap kontaktowych i końcówek dołącza się równolegle do zacisków opornika; wartość ta jest prawie stała dla jednego typu opornika; wynosi ona $0{,}1 \div 0{,}5$ pF, zależnie od wymiarów geomatrycznych, a wpływ jej można uwzględnić obliczeniowo.

7. WNIOSKI

Pozostałoby jeszcze do rostrzygnięcia pytanie, czy i w jakich granicach przytoczone przesłanki teoretyczne zachowują swą ważność. Odpowiedź na to pytanie może dać jedynie pomiar o zadawalającej dokładności. To też niejednokrotnie podejmowano takie badania. Wyniki były jednak początkowo niewystarczające z powodu trudności, wywołanych stosowaną w nich dużą częstotliwością i znaczną rozpiętością wartości nominalnych oporu. Różnice od krzywej teoretycznej dochodziły przeciętnie do $\pm 40\%$, a w niektórych wypadkach przebieg krzywych doświadczalnych był odwrotny od teoretycznych [10]. Dopiero dokładna dyskusja błędów poszczególnych metod oraz pomiary, przeprowadzone metodą dynatronu ewent. kalorymetryczną [5] pozwoliły na stwierdzenie słuszności przesłanek teoretycznych [6, 7] oraz ustalenie granic, w jakich wolno je stosować.

Obecnie możemy przewidzieć zachowanie się prawie każdego opornika we wszystkich prawie możliwych okolicznościach, o ile znamy

1. Nominalną wartość jego oporu, mierzoną prądem stałym
2. Wymiary
3. Obciążalność
4. Spółczynnik termiczny zmian oporu

Są to dane podawane dotychczas katalogowo oraz

5. Pojemność kap kontaktowych
6. Pojemność rozłożona w warunkach statycznych
7. Indukcyjność

Trzy ostatnie wielkości dają się obliczyć z danych grupy pierwszej ewent. zmierzyć dla poszczególnych typów oporników. Umieszczenie ich w katalogach wytwórców stanowiłoby znaczne ułatwienie dla konstruktorów.

W końcu należy pamiętać, że zachowanie się opornika zależy również od sposobu jego wbudowania. Ponieważ ścisłe określenie każdorazowego wpływu otoczenia jest kłopotliwe, zatem zadawalamy się przybliżoną regułą: staramy się oddalić opornik od otaczających mas przynajmniej na odległość równą 2 — 3 jego średnicom.

Dopiero z chwilą takiego kompletnego określenia warunków pracy opornik nabiera pełnej wartości jako dostatecznie znany element konstrukcyjny.

WYKAZ ŹRÓDEŁ

1. **J. Krönert.** Präzisions — Drahtwiderstände für Gleich — und Wechselstrom ATM Z 111-1 1931.
2. **G. Keinath.** Präzisionswiderstände für Hochfrequenz ATM Z 115-1 1939 Januar.
3. **C. A. Hartmann, H. Dossmann.** Über einen neuen Kohlenwiderstad Z. f. tech. Phys. 9 1928 434
4. **G. W. O. Howe.** Wireless Eng & Exp. Wireless 12 1935 291.
5. **A. Jellonek.** Dyssertacja, Warszawa 1946.
6. **A. Bressi.** Inst. El. Naz. Gal. Fer. 1939 219.
7. **P. Pontecorvo.** Inst. El. Naz. Gal. Fer. 1939 230
8. **A. Klemt.** ATM Z 115-2 oraz Z. f. H. u. El. Ak. 58 1941 159.
9. Gen. Rad. Exp. 13 1939 6.
10. **J. M. Miller, B. Salzberg.** RCA Rev. 3 1939 486.
11. **F. E. Terman.** Radio Engineers Handbook Mc. Grow-Hill 1943.

INŻ. JULIUSZ KELLER
Państwowy Instytut Telekomunikacyjny

Urządzenie termostatowe z dokładną regulacją temperatury

STRESZCZENIE

Omówiono warunki pracy urządzenia złożonego z grzejnika w układzie mostka oporowego i wzmacniacza lampowego, przeznaczonych do utrzymywania stałej temperatury tego grzejnika i połączonego z nim termostatu. Przez przyłączenie wejścia wzmacniacza na jedną przekątną mostka a wyjścia na drugą przekątną, uzyskano dużą stałość temperatury, przy równoczesnej prostocie i pewności działania układu. Przez oddzielenie części oporu mostka uzyskano kompensację wahań temperatury komory użytkowej termostatu. W wykonanym praktycznie urządzeniu stałość temperatury mostka była lepsza niż $\pm 1/100^0$ C przy kilkunastopniowych zmianach temperatury otoczenia. Temperatura termostatu równa 50^0 C, ustalała się z odchyleniem mniejszym od $1/100^0$ C w ciągu około 2 godzin od chwili załączenia.

Compensated feed — back thermoregulator

SUMMARY

Basic principles of a temperature regulator consisting of a heater in the form of a resistance bridge, sensitive to temperature, and of thermionic tube amplifier are given.

Input and output of the amplifier are connected to both diagonals of the bridge. No other external sources are used for feeding the bridge and heating the thermostat. The arrangement makes it possible to achieve at the same time high stability and reliability of operatian and simplicity of the scheme.

Compensation of the temperature fluctuations inside the thermostat is obtained by separation of a part of one bridge resistor from the rest of the bridge.

Temperature measurements in a simple thermostat based on this principle showed temperature fluctuations smaller than $0{,}01^0$ C for changes of the outside temperature well over 10^0 C. The temperature of the thermostat reached its final value of 50^0 C in two hours from the beginning of the operation.

1. WSTĘP

Układy do utrzymywania stałej temperatury od najprostszych do precezyjnych kilkastostopniowych, potrzebne są zarówno w urządzeniach eksperymentalnych, jak i w zastosowaniach przemysłowych.

Sposoby utrzymywania stałej temperatury są rozmaite; wybór najwłaściwszego sposobu zależy od szeregu czynników, jak wymagana stałość temperatury, możność jej przeregulowania, wymiary obiektu (a z tym moc potrzebna do utrzymania jego temperatury), rząd wielkości temperatur, wymagana szybkość ustalania się temperatury itd.

W urządzeniach termostatowych można wyróżnić następujące elementy składowe: 1. obiekt, wzgl. pomieszczenie, które powinno mieć stałą temperaturę (komora użytkowa), 2. warstwy izolujące względnie przewodzące ciepło, 3. grzej-

nik, 4. element reagujący na zmianę temperatury i 5. urządzenie pośredniczące między tym elementem a grzejnikiem. Te trzy ostatnie części składowe tworzą właściwy termoregulator.

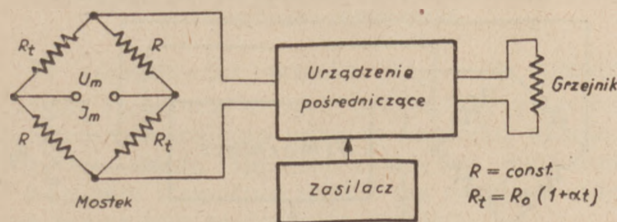
W termoregulatorach elektrycznych element reagujący na zmianę temperatury, może być termometrem kontaktowym, bimetalem lub mostkiem oporowym. Urządzenie pośredniczące może składać się z jednego lub kilku przekaźników, z układu lamp próżniowych lub gazowanych.

Opisywany układ jest typu mostkowego ze wzmacniaczem o lampach próżniowych i nadaje się w pierwszym rzędzie tam, gdzie, przy stosunkowo niewielkich wymiarach komory użytkowej, wymagana jest wielka stałość temperatury.

Opis urządzenia składa się z trzech części: w pierwszej porównano zasadę działania oraz czułość regulacji termoregulatora zwykłego i sprzężonego, w drugiej podano zasadę działania kompensacji termicznej mostka, w trzeciej opisano modelowe urządzenie termostatowe z termoregulatorem sprzężonym i skompensowanym.

2. TERMOSTAT Z TERMOREGULATOREM MOSTKOWYM

2.1. Zasada działania termoregulatora. Stan mostka, złożonego z oporów o różnych współczynnikach termicznych oporności, zmienia się w sposób ciągły ze zmianą tempera-



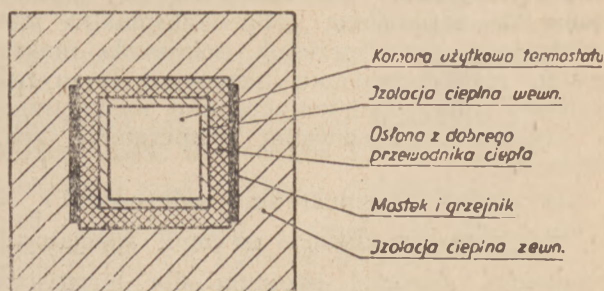
Rys 1. Układ termoregulatora mostkowego.

tury. Doregulowanie temperatury następuje w sposób ciągły przez zmianę mocy wydzielonej przez grzejnik. Zmianę mocy powoduje mostek poprzez urządzenie pośredniczące, złożone ze wzmacniacza lampowego i źródła energii. Obniżeniu się np. temperatury zewnętrznej towarzyszy obniżenie temperatury mostka, wzrost jego napięcia różnicowego, które z kolei powoduje poprzez wzmacniacz powiększenie mocy wydzielanej przez grzejnik. W rezultacie temperatura mostka prawie nie ulega zmianie.

2.2. Budowa kamery termostatu. Wielkość i kierunek zmiany temperatury wewnątrz termostatu zależą od sposobu rozmieszczenia wzajemnego elementu grzejącego i reagującego na zmianę temperatury. Np. wiadomo, że przy grzejniku umieszczonym bliżej wnętrza termostatu niż mostek, obniżeniu się temperatury zewnętrznej może towarzyszyć wzrost temperatury wewnątrz termostatu.

Grzejnik i mostek powinny znajdować się możliwie blisko siebie, aby zredukować do minimum opóźnienie regulacji, spowodowane czasem przepływu ciepła od grzejnika do mostka. Przy dużej czułości wzmacniacza opóźnienie to mogłoby spowodować powstanie fal termicznych w termostacie*). W rezultacie termoregulator pracowałby impulsami mimo, że zasadniczo przeznaczony był do regulacji ciągłej. Z grugiej strony, przy zbyt bliskim umieszczeniu grzejnika i mostka, wzmacniacz urządzenia pośredniczącego może oscylować na skutek sprzężenia jego wyjścia i wejścia.

W rezultacie czułość układu pośredniczącego zwykłego termoregulatora mostkowego nie może być zbyt wielka z obawy na powstanie fal termicznych w termostacie przy zbyt wielkiej odległości mostka od grzejnika, oraz z obawy na powstanie oscylacji wzmacniacza — przy zbyt małej odległości mostka od grzejnika. Rozmieszenie grzejnika uwarunkowane jest również względami na uzyskanie prawidłowego rozkładu temperatur wewnątrz termostatu.



Rys. 2. Układ termostatu.

Gradjent temperatury wewnątrz kamery użytkowej winien być równy zeru przy każdej temperaturze zewnętrznej i każdej mocy dostarczonej przez grzejnik. Pole temperatur termostatu zmienia się w zależności od temperatury zewnętrznej i mocy wydzielanej przez grzejnik. Aby uniknąć wpływu zmian rozkładu temperatur należy grzejnik umieścić tak, aby wnętrze termostatu zamknięte było stałą powierzchnią izotermiczną. Uzyskać to można przez równomierne rozmieszczenie grzejnika na powierzchni osłony dobrze przewodzącej ciepło. Osłona ta winna otaczać pomieszczenie użytkowe termostatu (rys. 2), izolacja zaś cieplna znajdowałaby się na zewnątrz tej osłony.

Jeżeli mostek i grzejnik byłyby umieszczone np. z jednej tylko strony termostatu, to nawet przy dużej czułości termoregulatora stałość temperatury jego wnętrza byłaby niewielka.

*) S. Turner. Self oscillations in a retro-acting thermal conductor. Proc. Cambr. Phil. Soc. 32 (1936), 663—75.

2.3. Obliczenie termoregulatora mostkowego. Dla danego termostatu można łatwo określić drogą eksperymentalną moc grzejnika P potrzebną do utrzymania danej temperatury wewnętrznej t_w w zależności od temperatury zewnętrznej t_z.

Równanie termostatu: $P = k_1 (t_w - t_z)$ gdzie k_1 charakteryzuje przewodność cieplną izolacji termostatu. Temperatura wewnętrzna termostatu t_w równa się w przybliżeniu temperaturze mostka t_m, ta zaś z kolei niewiele odbiega od temperatury, przy której mostek jest w równowadze t_r.

W rezultacie: $P = k_1 (t_r - t_z)$ (1)

Równanie termoregulatora przedstawia zależność mocy wydzielonej przez grzejnik w funkcji odchylenia temperatury mostka od temperatury, przy której jest on w równowadze, a więc:

$$P = f(t_r - t_m) = f(\Delta t_m) \quad (2)$$

Równania (1) i (2) wyrażają w formie parametrycznej zależność temperatury wewnętrznej termostatu $t_w \cong t_m$ od temperatury otoczenia t_z.

Termoregulator jest zazwyczaj tak dostosowany do termostatu, żeby maksymalna moc wydzielana przez grzejnik pokrywała maksymalne zapotrzebowanie termostatu (przy najwyższej wymaganej temperaturze wewnętrznej i najniższej spodziewanej tewperaturze zewnętrznej).

Otrzymanie bezpośrednie zależności $t_m = F(t_z)$ nie przedstawia na ogół specjalnych trudności. Bardziej istotnym dla termostatu jest znalezienie maksymalnych zmian temperatury jego wnętrza, odpowiadających pełnym przewidywanym zmianom temperatury zewnętrznej. W tym celu należy określić z równania (1) P_{max} i P_{min} potrzebne dla danego termostatu dla temperatury zewnętrznej t_{zmin} i t_{zmax}. Wielkościom tym odpowiadać będą temperatury mostka t_{mmin} i t_{mmax} określone przez równanie (2). Różnica tych wielkości równać się będzie maksymalnej zmianie temperatury wewnątrz termostatu.

Funkcja (2) zależy po pierwsze od układu mostka i po drugie od urządzenia pośredniczącego termoregulatora.

Dla mostka (rys. 1) złożonego z dwóch oporów niezmiennych i dwóch zależnych od temperatury napięcia wyjścia

$$U_w = 2 \Delta R \frac{J_m}{2} = \Delta R \, J_m$$

gdzie $\Delta R = R\alpha \, \Delta t_m$, a $J_m = \dfrac{U_m}{R_0}$

Przy $t_m = t_r$ tj. przy $\Delta t_m = 0$ jest

$$R_1 = R \text{ oraz } U_w = 0$$

$$U_w = R \alpha \, \Delta t_m \frac{U_m}{R} = \alpha \, U_m \, \Delta t_m$$

Urządzenie pośredniczące jest zwykle wzmacniaczem, pracującym w klasie *A* lub *AB*. Napięcie wyjścia, zasilające grzejnik wyraża się w przybliżeniu funkcją paraboliczną napięcia wejściowego:

$$U_g = k_2 \, U_w - k_3 \, U_w^2$$

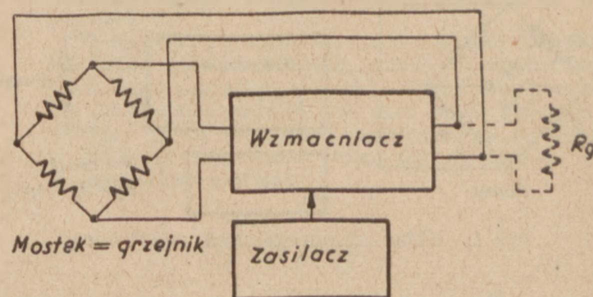
Początkowe wzmocnienie wzmacniacza tj. przy małych amplitudach, jest prawie stałe o wielkości k_2. Przy większych napięciach zaczyna wpływać zakrzywienie charakterystyk lamp wzmacniacza (głównie lampy końcowej), wyrażające się wielkością k_3 w drugim, kwadratowym członie.

Wyrażając U_w wielkościami mostka otrzymamy:

$$U_g = k_2 \, \alpha \, U_m \, \Delta t_m = k_3 \, \alpha^2 \, U_m^2 \, \Delta t_m^2 \quad (3)$$

Równanie to pozwala określić temperaturę wnętrza termostatu $t_w \cong t_m \cong t_r - \Delta t_m$ z danego zapotrzebowania na napięcie (moc) grzania. Moc grzania przy danej temperaturze zewnętrznej można obliczyć z równania (1).

2,4. Termoregulator sprzężony).* Termoregulator sprzężony tym różni się od opisanego termoregulatora typowego, że napięcie zasilające mostek nie jest stałe i nie jest pobierane z obcego źródła, lecz pochodzi z wyjścia wzmacniacza, czyli jest napięciem grzejnika.



Rys. 3. Układ termoregulatora sprzężonego.

W praktycznych rozwiązaniach termoregulatora sprzężonego najdogodniej jest ze względu na czułość i prostotę układu nie stosować osobnego grzejnika (R_g), a całą moc wydzielać w mostku (rys. 3).

Zależnie od: 1) wzajemnej fazy napięcia wejściowego i wyjściowego wzmacniacza, 2) rozmieszczenia oporów w mostku i 3) temperatury mostka, sprężenie jest dodatnie lub ujemne. Przez odpowiedni dobór dwóch pierwszych czynników uzyskuje się sprzężenie dodatnie przy temperaturze niższej od temperatury, przy

*) Zgłoszono w Urzędzie Patentowym za Nr 70876.

której mostek jest w równowadze; wzmacniacz wtedy oscyluje (staje się generatorem), a część mocy pobieranej przez niego ze źródeł napięcia wydziela się w grzejniku (mostku).

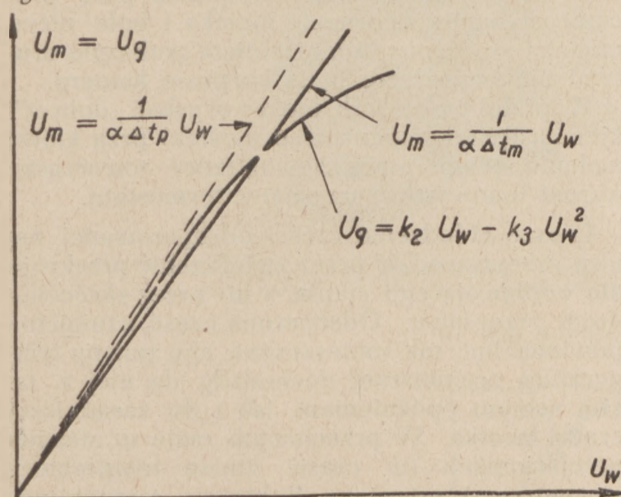
Uwzględniając, że $U_m = U_g$ otrzymamy z zależności (3):

$$U_m = k_2 \alpha U_m \Delta t_m - k_3 \alpha^2 U_m^2 \Delta t_m^2.$$

Rozwiązanie przybliżone (str. 59):

$$\Delta t_m = \frac{1}{k_2 \alpha} + \frac{k_3}{k_2^3 \alpha} U_m \qquad (4)$$

Rozwiązanie to można zilustrować wykreślnie jako przecięcie krzywej charakteryzującej wzmacniacz ($U_g = k_2 U_w - k_3 U_w^2$) z prostą charakteryzującą mostek ($U_m = \alpha \Delta t_m U_m$) — rys. 4.



Rys. 4. Określenie wykreślne punktu pracy termoregulatora sprzężonego.

W równowadze mostka $\Delta t_m = 0$ prosta mostka (pionowa w tym przypadku) przecina krzywą wzmacniacza tylko w początku układu. Nie ma wtedy sprzężenia między wyjściem i wejściem wzmacniacza, nie ma oscylacji i nie ma oczywiście napięcia na grzejniku.

Gdy wskutek obniżenia się temperatury mostka równowaga jego zostanie naruszona, nie odrazu powstaną oscylacje wzmacniacza. Dopiero gdy prosta obróci się na tyle, że minie styczną do krzywej wzmacniacza, powstaną oscylacje.

Odpowiada to warunkowi: $\Delta t_m > \Delta t_p$ gdzie Δt_p określa równanie (4) dla $U_m = 0$.

Otrzymamy: $\Delta t_p = \frac{1}{k_2 \alpha}$,

zatem $$\Delta t_m = \Delta t_p + \frac{k_3}{k_2^3 \alpha} U_m \qquad (5)$$

Δt_p odpowiada takiemu odchyleniu mostka od równowagi, przy którym stosunek napięcia zasilającego mostek U_g do jego napięcia różnicowego U_m równa się początkowemu wzmocnieniu wzmacniacza k_2. Odchylenie to nie zależy od temperatury, a tylko od stałych mostka α i wzmacniacza k_2. Druga część wyrażenia (5) na Δt_m zależy od temperatury. Im bardziej charakterystyka wzmacniacza jest prostoliniowa, tem mniejszy jest człon drugi wobec pierwszego.

2.5. Porównanie termoregulatora zwykłego i sprzężonego. Dla racjonalnej oceny termoregulatora sprzężonego należy porównać go z równoważnym mu termoregulatorem niesprzężonym. Przez równoważny należy rozumieć pracujący z tym samym termostatem (tj. dostarczający tej samej mocy) i złożony z takiego samego mostka i wzmacniacza.

Dla termoregulatora niesprzężonego zależność (3) można z powodzeniem uprościć do

$$U_g = k_2 \alpha U_m \Delta t_m$$

skąd: $$\Delta t_m = \frac{1}{k_2 \alpha} \frac{U_g}{U_m} \qquad (6)$$

W termoregulatorze niesprzężonym napięcie zasilające mostek musi być mniejsze od napięcia mostka termoregulatora sprzężonego — moc wydzielana przez mostek powinna być mała w stosunku do mocy grzejnika, tak, że $U_g / U_m > 1$. Z porównania wzoru (6) z (5) wynika, że odchylenie Δt_m termoregulatora niesprzężonego jest większe od stałego odchylenia Δt_p termoregulatora sprzężonego.

Pozostała zaś, zależna od temperatury zewnętrznej część Δt_m (wzór 5) jest zwykle co najmniej o rząd wielkości mniejsza od Δt_p.

W konsekwencji czułość termoregulatora sprzężonego jest znacznie większa, a co za tym idzie zmiany temperatury termostatu są mniejsze.

Przy stałej temperaturze zewnętrznej na temperaturę mostka może wpływać zmiana wzmocnienia (k_2) wywołana wahaniem napięć zasilających, starzeniem się lamp itp. Zmiana ta wpływa na odchylenie mostka od równowagi w jednakowym procencie u obu typów termoregulatorów. Bezwzględna zmiana odchylenia jest zatem mniejsza dla termoregulatora sprzężonego.

Dla uzyskania małych odchyleń temperatury należy zwiększać wzmocnienie wzmacniacza. Jest to stosunkowo łatwe w termoregulatorze sprzężonym i może być uzyskane za pomocą prostych środków technicznych, ponieważ po pierwsze oscylacje wzmacniacza są jego cechą istotną, i po drugie, nie ma obawy powstania fal termicznych w termostacie, a to na skutek zespolenia grzejnika i mostka.

Termoregulator sprzężony pracuje całkowicie bez opóźnienia — element grzejący jest jednocześnie reagującym na zmiany temperatury. Doregulowanie temperatury odbywa się w sposób ciągły bez impulsów. Na skutek tego zbędnym się staje stosowanie izolacji termicznej

wewnątrz osłony przewodzącej termostatu (nie ma fal ciepła) (rys. 2). Brak tej izolacji pozwala szybko uzyskać stan ustalony pracy termostatu po jego uruchomieniu, lub przeregulowaniu na inną temperaturę.

Brak osłony wewnętrznej wpływa również dodatnio na stałość temperatury wewnątrz termostatu wówczas, gdy przedmiot umieszczony w termostacie wydziela ciepło. Przy n. p. wzroście mocy wydzielanej wewnątrz termostatu temperatura jego wnętrza musi wzrosnąć o tyle, aby umożliwić przepływ powstałego ciepła do osłony przewodzącej a z niej na zewnątrz termostatu. Ponieważ temperatura mostka pozostaje w pierwszym przybliżeniu niezmieniona (moc wydzielona przez mostek zmaleje), wzrost temperatury wnętrza termostatu będzie proporcjonalny do izolacji termicznej między przedmiotem wydzielającym ciepło a mostkiem.

3. KOMPENSACJA MOSTKA.

3.1. Zasada działania. Moc grzania termostatu jest regulowana samoczynnie tak, że oporności gałęzi mostka utrzymują się na wartościach, przy których jest on prawie w równowadze zgodnie z poprzednimi rozważaniami.

Gdyby temperatura otoczenia podniosła się na tyle, że zrównałaby się z temperaturą równowagi mosta, wtedy wszystkie elementy termostatu, a więc i opory mostka, miałyby jednakową temperaturę na całej długości. Oczywiście moc grzania nie byłaby wtedy wydzielana. Gdyby temperatura otoczenia zaczęła z powrotem opadać, wtedy również i temperatura mostka zaczęłaby nieznacznie maleć (zgodnie z równaniem 5) i pojawiłaby się moc grzania. Pod „temperaturą mostka" należy rozumieć jego temperaturę średnią, temperatura poszczególnych jego elementów byłaby idealnie jednakowa tylko wtedy, gdyby strumień ciepła wypływający z każdego elementu mostka miał do pokonania jednakowy opór izolacji termicznej. Korpus kamery użytkowej (wykonany zazwyczaj z metalu dobrze przewodzącego ciepło) styka się na ogół jednakowo ze wszystkiemi elementami mostka, to też temperatura jego równa się w pewnym przybliżeniu tej średniej wartości wszystkich elementów mostka.

Jeżeli opór jednej gałęzi mostka będzie nawinięty nierównomiernie, to oczywiście część uzwojenia nawinięta rzadziej będzie miała temperaturę niższą, ponieważ na zajętą przez nią powierzchnię wypadnie mniejsza moc wydzielona. Opór jednostkowy drutu tej gałęzi będzie różny w różnych jej częściach, przy czym wypadkowa wartość oporu (wypadkowa temperatura) tej gałęzi będzie utrzymana na wartości średniej, określonej równaniami podanymi uprzednio. Jeżeli jednak, ta, rzadziej nawinięta część uzwojenia będzie należała do gałęzi reagującej na temperaturę, i jeżeli ta część nie będzie miała styczności z korpusem kamery użytkowej, to średnia temperatura kamery będzie odpowiednio wyższa od średniej temperatury całego mostka.

W rezultacie, jeżeli część odseparowana jest odpowiednio duża a chłodzenie jej odpowiednio lepsze, to, choć średnia temperatura całego mostka maleje wraz ze zmniejszaniem się temperatury otoczenia (zgodnie z poprzednimi rozważeniami), to jednak temperatura uzwojenia związanego z kamerą rośnie i to na tyle, aby kompensować większy spadek temperatury części odseparowanej.

3.2. Realizacja kompensacji. W praktyce wystarcza dla uzyskania „dobroci termostatu"*) $\cong\infty$ aby część odseparowana stanowiła parę procent całkowitej oporności mostka i była nieco rzadziej rozłożona (lub nawinięta grubszym drutem) nie bezpośrednio na korpusie kamery.

W podobny sposób można uzyskać „dobroć" ujemną (przekompensować mostek) przy której maleniu temperatury zewnętrznej towarzyszy wzrost temperatury wewnątrz termostatu.

Lepsze chłodzenie części odseparowanej należy przeprowadzić przez zwiększenie przekroju dla odpływającego ciepła, a nie przez skrócenie drogi przepływu. Odseparona część uzwojenia powinna być tak umieszczona, aby zmiany temperatury zewnętrznej dochodziły do niej z takim samym opóźnieniem, jak i do zasadniczej części mostka. W przeciwnym razie w stanach przejściowych (w czasie zmian temperatury zewnętrznej) powstaną fluktuacje temperatury wewnętrznej.

Stosowanie kompensacji pozwala na zmniejszenie czułości samego termoregulatora (dalsze uproszczenie jego układu) przy uzyskaniu dobroci wyższej, jak przy najczulszym termoregulatorze bez kompensacji. Oddzielenie zaś drobnej części uzwojenia nie przedstawia na ogól większych trudności konstrukcyjnych.

4. MODEL URZĄDZENIA TERMOSTATOWEGO Z TERMOREGULATOREM SPRZĘŻONYM I SKOMPENSOWANYM.

Rys. 5 przedstawia widok zewnętrzny termoregulatora, obudowę termostatu i kamerę użytkową z uzwojeniem mostka i termometrami pomiarowymi.

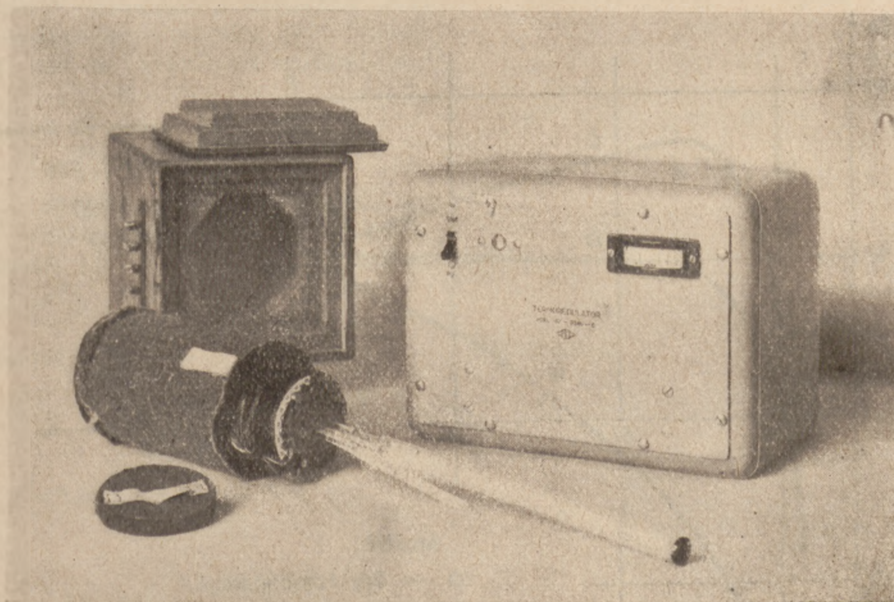
Mostek termoregulatora składa się z dwóch oporów miedzianych i dwóch konstantanowych nawiniętych wprost na ściankach kamery i przyklejonych do niej lakierem. Opory rozmieszczono tak, aby na każdą jednostkę powierzchni wypadała w przybliżeniu taka sama moc grza-

*) „Dobroć termostatu" wyraża się stosunkiem przyrostów temperatury zemnętrznej do temperatury wewnętrznej.

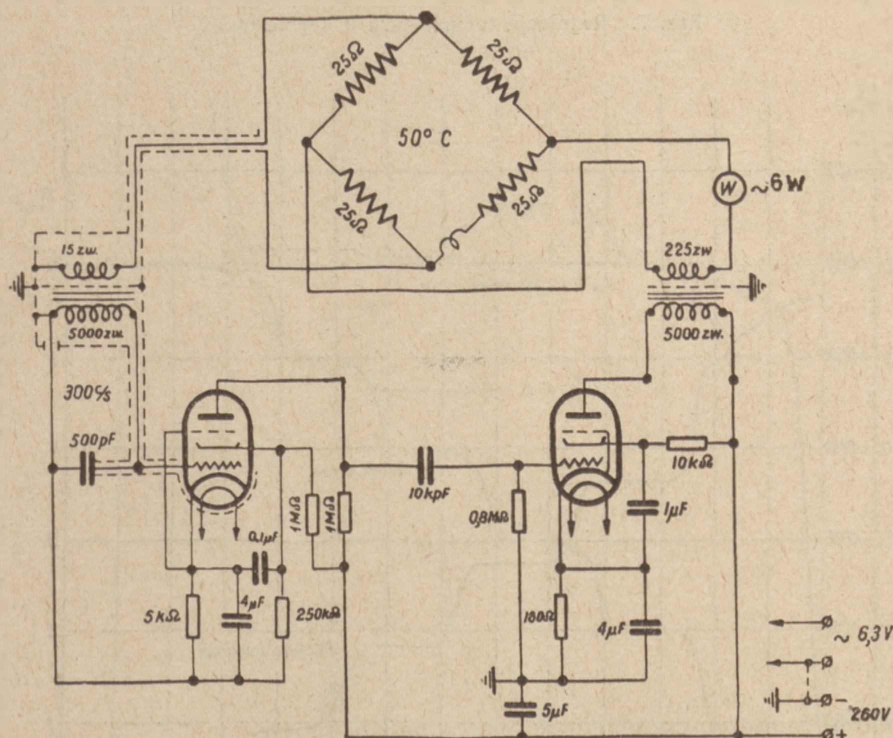
nia. Wyjątek stanowi mała część (około 4%) oporu jednej gałęzi miedzianej przeznaczonej do kompensacji, którą odsunięto od kamery.

Opory nawinięte możliwie bezindukcyjnie — ślad niezrównoważenia oporności urojonych i może być regulowana skokami i w sposób ciągły, pozwalając na dowolne ustawienie temperatury równowagi w zakresie od 30° do 70° C.

Wzmacniacz termoregulatora (rys. 6) zawiera dwie pentody (wysokiej częstotliwości i koń-



Rys. 5. Modelowy termostat.



Rys. 6. Układ termoregulatora sprzężonego.

powoduje znaczne pogorszenie rzeczywistej czułości termoregulatora w porównaniu do czułości obliczonej teoretycznie ze stałych mostka i z czułości wzmacniacza.

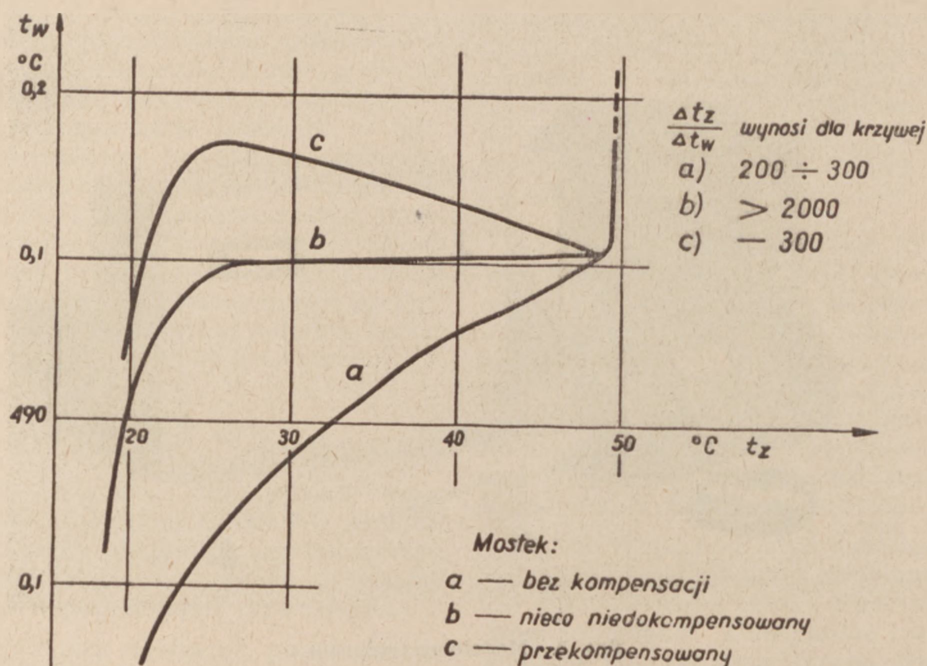
Cześć oporności jednej z gałęzi mostka umieszczona jest na przykrywie kamery (rys. 5) cową) sprzężone oporowo i dopasowane transformatorami do wejścia i wyjścia mostka. Transformator wejściowy na rdzeniu permenormowym nastrojony jest na częstotliwość około 300 c/s, na której pracuje regulator.

Wykres (rys. 7) przedstawia otrzymane wy-

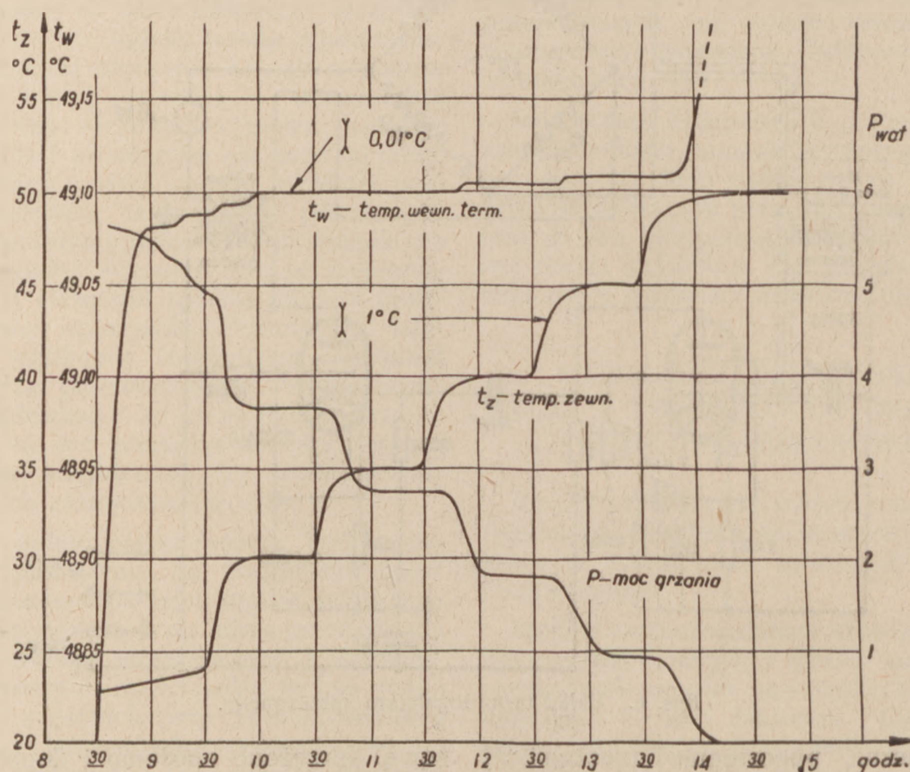
niki regulacji temperatury w trzech przypadkach: przy braku kompensacji, przy właściwej kompensacji i przy przekompensowaniu.

Zagięcie krzywych do dołu (poniżej 25° C) spowodowane jest ograniczoną mocą grzania

Pomiar temperatury wykonywany był termometrami rtęciowymi: wielkość temperatury mierzono zwykłym termometrem o skali 1 mm – 1° C, wielkość zmian temperatury termometrem o skali 1 mm – 0,01° C.



Rys. 7. Regulacja temperatury w termostacie.



Rys. 8. Przebieg regulacji w czasie.

termoregulatora, zagięcie ku górze (powyżej 49°C) spowodowane jest przekroczeniem temperatury równowagi mostka.

Przy małych i powolnych zmianach temperatury wskazania termometru precyzyjnego zmieniały się w sposób nieciągły w małych skokach

(0,5 mm — 0,005° C) przypuszczalnie na skutek adhezji rtęci. Skoki te widać na rys. 8.

Wykres (rys. 8) przedstawia w funkcji czasu koniec przebiegu ustalania się temperatury wewnętrznej termostatu i przebieg regulacji przy różnych temperaturach otoczenia.

Dobroć regulacji temperatury uzyskana przy prawidłowej kompensacji mostka (rys. 7 krzywa *b*) równa jest w granicach dokładności pomiaru 2000.

6. DODATEK.

Rozwiązanie przybliżone termoregulatora sprzężonego. Uwględniając, że $U_m = U_g$ otrzymamy z zależności (3):

$$U_m = k_2 \alpha U_m \Delta t_m - k_3 \alpha^2 U_m^2 \Delta t_m^2$$

pomijając rozwiązanie $U_m = 0$ otrzymamy:

$$k_3 \alpha^2 U_m \Delta t_m^2 - k_2 \alpha \Delta t_m + 1 = 0$$

skąd

$$\Delta t_m = \frac{k_2 \alpha \pm \sqrt{(k_2 \alpha)^2 - 4 k_3 \alpha^2 U_m}}{2 k_3 \alpha^2 U_m} =$$

$$= \frac{k_2}{2k_3 U_m \alpha} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 k_3 U_m}{k_2^2}}\right)$$

Rozwiązanie przybliżone można otrzymać stosując do wyrażenia z pierwiastkiem rozwinięcie Mac Laurina:

$$y = y(0) + y'(0)\, x + {}^1/_2 y''(0)\, x^2;$$

$$y = \sqrt{1 - x}; \qquad y(0) = 1;$$

$$y' = -{}^1/_2 (1 - x)^{-1/2} \qquad y'(0) = -{}^1/_2$$

$$y'' = -{}^1/_4 (1-x)^{-3/2} \qquad y''(0) = -{}^1/_4$$

$$y''(0) = -{}^1/_4$$

$$y = 1 - \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8}$$

Otrzymamy:

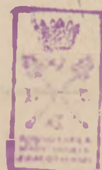
$$\Delta t_m = \frac{k_2}{2k_3 U_m \alpha} \left(\frac{2k_3 U_m}{k_2^2} + \right.$$

$$\left. + \frac{2k_3^2 U_m^2}{k_2^4} \right) = \frac{1}{k_2 \alpha} + \frac{k_3}{k_2^3 \alpha} U_m$$

$$\Delta t_m = \frac{1}{k_2 \alpha} \left(1 + \frac{k_3}{k_2^2} U_m \right)$$

Treść rocznika 1947

Zestawienie według nazwisk autorów



Adres Redakcji i Administracji: **Warszawa, Nowogrodzka 45, III p., telef. 871-70,**
Konto: „Przegląd Telekomunikacyjny", PKO w Warszawie Nr. 4430 oraz **rachunek miejscowy Nr. 9** W-wa 1.
Sekretariat czynny codziennie od godz. 9 do 14.

WARUNKI PRENUMERATY

Rocznie	Zł. 230.–
Kwartalnie	Zł. 65.–
Pojedyńczy numer	Zł. 65.–

Redaktor: inż. Henryk Kowalski. Wydawca; **Sekcja Telekomunikacyjna SEP**

Druk PIT Warszawa, Ratuszowa 11. Nr B-48214